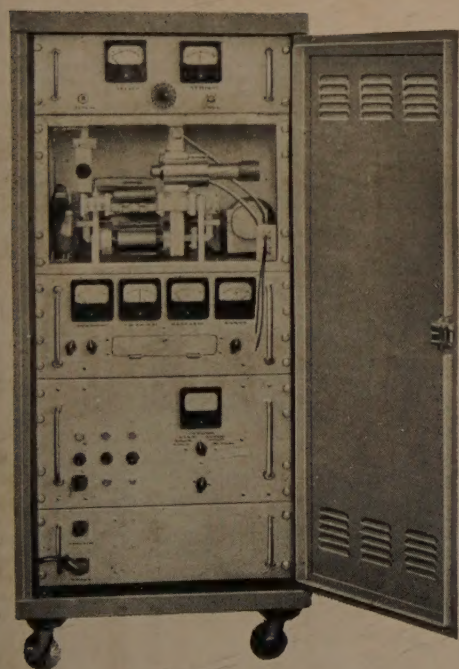


電気通信学会雑誌

The Journal of the Institute of
Electrical Communication Engineers of Japan

昭和36年12月

DEC. 1961



パラメトリック増幅器用マイクロ波電源

島田理化工業株式会社

社団法人 電気通信学会

The Institute of Electrical Communication Engineers of Japan

752形 シンクロスコープ



本器は小形・軽量ながら 130mmのブラウン管を使用し、しかも大形精密機なみの高性能をそなえた可搬型シンクロスコープです。

正確に較正された垂直および水平の偏向軸は、現象の観測および定量的測定を迅速にし、特に広帯域垂直増幅器は低い周波数から高い周波数にわたって現象を正確に観測できます。またすぐれた安定性をもった同期とあいまって一軸に読み取れる広範囲な時間軸は、超低周波現象から高速度で変化する波形までも確実・明瞭に観測することができます。

従ってテレビ機器、レーダ機器、電子計算機はもちろん、その他の電子応用装置の保守、点検などにひろく使用できます。

規 格

垂直偏向感度	0.05V/cm~20V/cm AC・DC
垂直周波数特性	DC~15Mc AC測定では2%~15Mc
入力インピーダンス	1MΩ および75Ω 切替
掃 引 速 度	0.2μs/cm~2sec/cm
掃 引 拡 大	ブラウン管中心より左右に5倍
立 上 り 時 間	0.024μs
最大許容入力電圧	600V DCまたは600Vp-p
寸 法・重 量	260(幅)×360(高さ)×570(奥行)mm・21kg

Shibaden

定評ある！

シバデンの測定器

757形 VHFボルトメータ

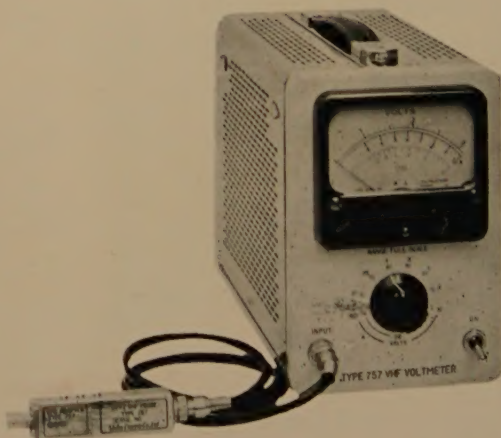
本器は測定周波数範囲が50kc~600kcまでの広帯域にわたり、しかも1mV~10Vまでの電圧が測定できる高感度電圧計であります。

受信機や各種測定器の調整・実験などに真価を発揮するよう特に考慮して設計されたもので、非常に使い易いことが最大の特徴であります。

また、従来多く使用されているP型真空管電圧計では、各レンジ切換時において零点が変動して使用に不便でしたが、本電圧計ではこの欠点が完全に取りのぞいてあり常時安定正確に電圧の測定ができます。

規 格

電圧測定範囲	1mV~10V
フルスケール	0.003, 0.001, 0.03, 0.1, 0.3, 1, 3, 10V
周波数範囲	50kc~600Mc
入力インピーダンス	52Ω および高インピーダンス
確 度	10V~0.01V 5% 200Mc まで 0.003V 10% 600Mc まで
高インピーダンス・アプローズ	2~5pF
52Ω アダプタ	VSWR 1.2, 600Mc まで
電 源	90V~110V 50~60%
寸 法・重 量	140(幅)×210(高さ)×260(奥行)mm・約5.6kg



芝電気株式会社
芝電気測器株式会社

本社・営業部 東京都千代田区内幸町2丁目20番地
日比谷会館ビル6階 電話 (591) 4241~8(代表)
営 業 所 大阪 (36) 1171 名古屋 (24) 5141 福岡 (74) 6731, 0961

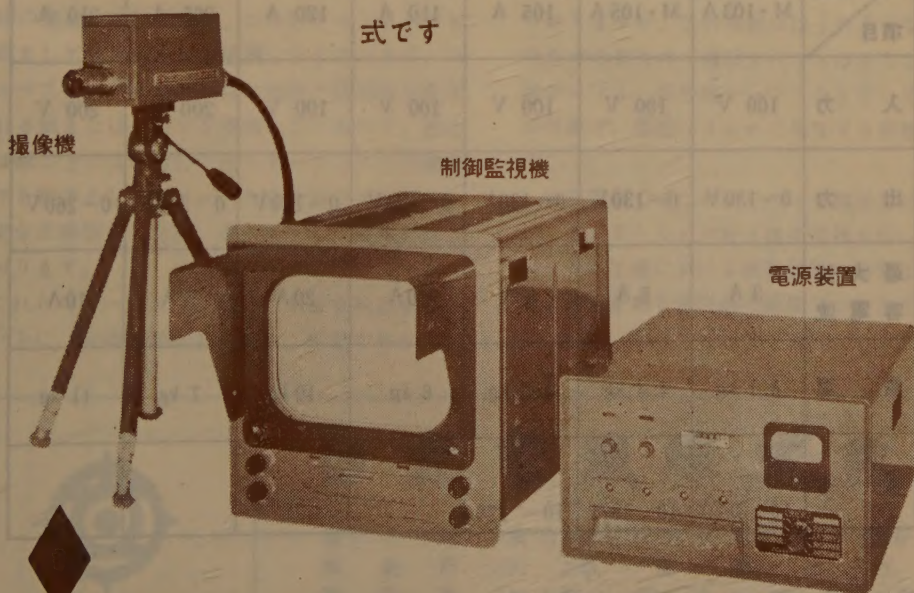
近代工場の集中管理に威力を発揮する…

三菱ITV

I T形工業用テレビジョン装置

撮像管には小形で感度の良い“ビディコン”
を使用しており 操作もきわめて容易です
制御監視機には 36cm角形(14形)キネスコ
ープを備え ここで鮮明な受像画面を見るこ
とができ 必要な撮像機の調整もここから遠
隔操作できます

撮像機と制御監視機との間は ケーブルによ
り連絡していて 信号はすべてこのケーブル
をとおして伝送する 閉回路テレビジョン方
式です



三菱電機株式会社

電源・電圧の調整に スライダック

Toshiba

スライダックは、当社の登録商標で、電圧調整用に発売されて以来、各需要家より長年にわたり、御好評をいただいております。

新たに、メータ付スライダック2種を発売いたしましたので、従来のスライダックとともに、御愛用を願います。



(110A形)



(M-105A形)

規格

形名 項目	M-103 A	M-105 A	105 A	110 A	120 A	205 A	210 A
入 力	100 V	100 V	100 V	100 V	100 V	200 V	200 V
出 力	0~130 V	0~130 V	0~130 V	0~130 V	0~130 V	0~260 V	0~260 V
最大許 容電流	3 A	5 A	5 A	10 A	20 A	5 A	10 A
重 量	3.1 kg	4.4 kg	4.5 kg	6 kg	10 kg	7 kg	11 kg
備 考	メータ付 ▽ 10-3870	メータ付 ▽ 10-3871	▽ 10-279				

東京芝浦電気株式会社

東芝商事株式会社

日立 アルペス スタルペス ケーブル

アルペス、スタルペスカابلとは外被に従来使用されてきた鉛の代りに、ひだ付金属テープとプラスチックとを併用した通信ケーブルであります。

その構造はアルペスカابلではプラスチック絶縁の撚合わせ線心上に、ひだ付アルミテープを縦添えしポリエチレンを被覆したものであり、スタルペスカابلは絶縁体に高度の防湿性を要求される紙またはパルプを使用しているので、撚合わせ線心上にはひだ付アルミテープとひだ付鋼テープを縦添えし、鋼テープの合せ目は半田付けして完全水密型とした後、ポリエチレン被覆を行っております。

これらのケーブルは資源的に不足な鉛を使用しない上に、製造原価が安くなり、軽量であること、

機械的強度および遮蔽効果が良好なこと、運搬・取扱、布設が容易であることなどの特長があり、米国ではこの外装方式のケーブルが大量に使用されています。

わが国でも電電公社ではこのケーブルを採用しておりますが、この方式は以上のようなすぐれた特長があるため、通信ケーブルばかりでなく、制御ケーブル、信号用ケーブルなど広い分野に応用が可能で、需要はきわめて増加する情勢にあります。

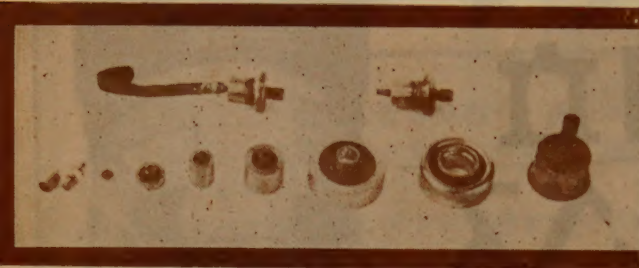
日立電線ではこのケーブルを開発したウエスタン、エレクトリック社と技術提携を行い、新通信ケーブル工場における新鋭設備の整備と相まって量産能力を終り各方面の需要にこたえています。



日立電線株式会社

本社 東京都千代田区丸の内2の16番地
営業所 大阪・福岡・名古屋
販売所 札幌・仙台・広島・富山

HERMETIC



SEALS



NEC ハーメチック シール

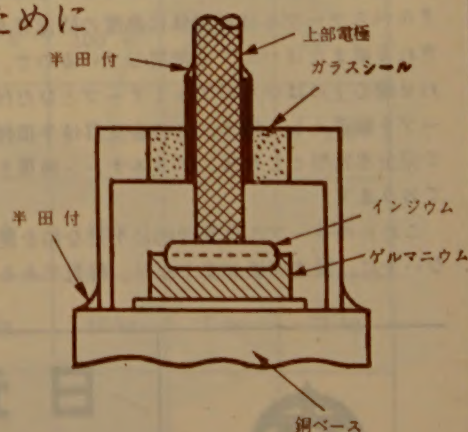
半導体整流器用 気密硝子端子

- 低圧より高圧まで
- 検波用より大電力用まで
- 許容温度範囲の拡張に
- 漏洩による機能劣化防止に
- 半導体整流体の特性を生かすために

●ハーメチックシールは、電気機器部品等を容器の中に密閉する場合の導入端子として用いられるものであります。

●ハーメチックシールは外周が金属でできていて半田付等の方法で容易に容器に接続することができるようになっており、中央のリードとの間は特殊ガラスで完全に絶縁されております。

使用例



新日本電気株式会社

東京事務所 東京都千代田区丸の内1丁目8番地(新住友ビル)

電話 (211) 2311 (代表)

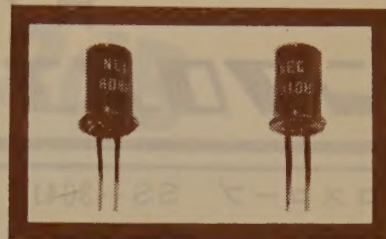
大阪事務所 大阪市北区梅田2番地(第一生命ビル)

電話 (36) 3271 (代表)

NEC

高周波 定電圧ダイオード (RD-H型)

NEC RD-H形定電圧ダイオード（ツェナーダイオード）は、壁容量が小さく、又ツェナー特性を利用する為スイッチング特性が極めて良好で高周波回路（約10MC）及び高速パルス回路に適したシリコンダイオードであります。種類は動作電圧により3種あります。



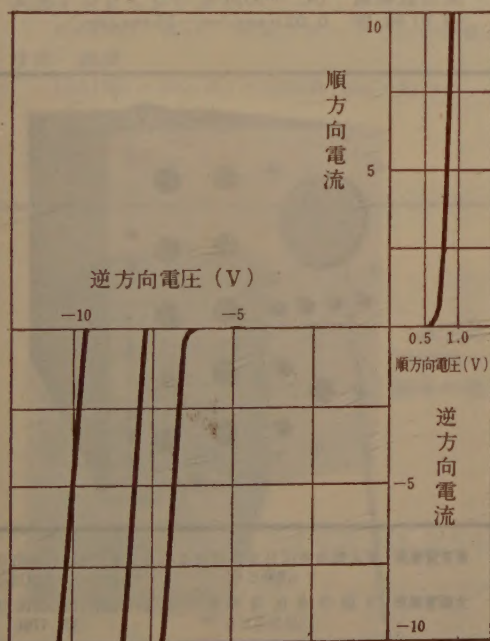
最大定格 (周囲温度 $T_a=25^{\circ}\text{C}$)
 最大許容消費電力 100mW
 温度範囲 $-30\sim+150^{\circ}\text{C}$
 熱抵抗 $1.25^{\circ}\text{C}/\text{mW}$

特性 (周囲温度 $T_a=25^{\circ}\text{C}$)

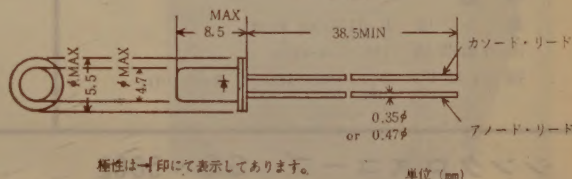
品名	ツェナー電圧 (E_z)			障壁容量 (C)			動作抵抗 (Y_z) *				飽和電流 (I_b)		ツェナー電圧 温度係数 %/°C
	最小(V)	最大(V)	測定条件 I_z (mA)	最大(PF)	測定条件 E_b (V) f (Mc)		最大(Ω)	測定条件 I_z (mA)	最大(Ω)	測定条件 I_z (mA)	最大(μA)	測定条件 E_b (V)	
RD7H	6.3	7.7	5	15	-5.25		150	0.5	55	5	0.5	-4	0.03
RD8H	7.5	9.0	5	15	-5.25		150	0.5	55	5	0.5	-6	0.045
RD10H	8.8	10.8	5	15	-5.25		150	0.5	55	5	0.5	-8	0.065

※動作抵抗は測定ツェナー電流を流し、それに交流小信号を重畳して測定する

電圧電流特性

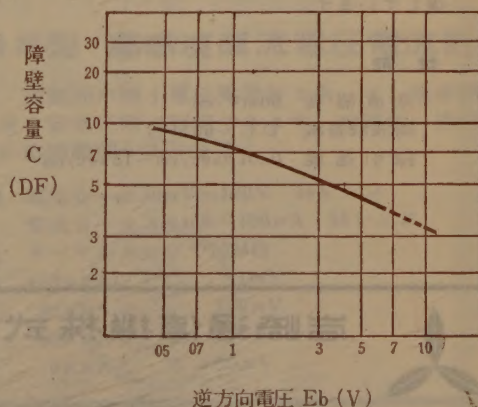


外形図



注) 本外形は暫定のもので将来外形変更する場合もあります。

逆方向電圧



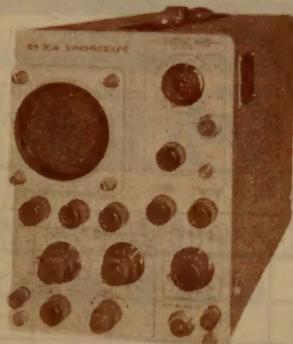
岩崎の電子測定器 Iwasaki

エレクトロニクスの
目！

シンクロスコープ



シンクロスコープ SS-3041



75mmブラウン管を使用した小型高性能のシンクロスコープで塔頂機内の観測に適しています。

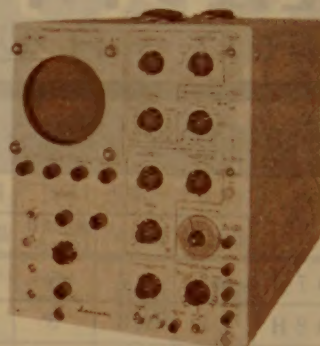
性能

感度 0.01V/cm 最高

周波数帯域 DC~4M%

掃引時間 0.1 μ sec/div~0.5sec/div

シンクロスコープ SS-5302



プラグインユニットの差換えによって多用途に使用される万能型のシンクロスコープです。プラグインユニットには2現象用、高利得用、差動用等10種類あります。

性能 (SP-30-A 使用時)

垂直感度 50mV/cm

周波数帯域 DC~30M%

掃引時間 0.02 μ sec/cm~15sec/cm

シンクロスコープ SS-5602

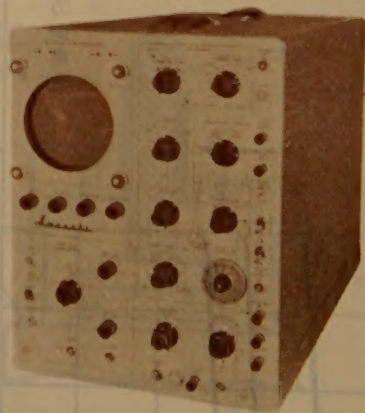
周波数帯域DC~60Mcのシンクロスコープで立上りの早いパルスや衝撃波の観測に適しています。

性能

垂直感度 50mV/cm

周波数帯域 DC~60M%

掃引速度 0.01 μ sec/cm~15sec/cm



岩崎通信機株式会社

東京営業所 東京都中央区日本橋通り1の6 電話(271) 0461(代表) 0471(代表)
(浅野ビル)

大阪営業所 大阪市東区淡路町5の2 電話(23) 1616(代表) 27) 7764
(長谷川ビル)

本社及工場 東京都杉並区久我山2丁目710番地 電話(391) 2231(代表) 398) 2231(代表)

出張所 札幌・仙台・金沢・名古屋・広島・福岡・熊本
(お問合せは営業所又は出張所へお願いします)

Accuracy 0.2dB

高精度・広帯域の直示式レベルメータ

PM-15型 高感度交流真空管電圧計

本器は交流専用の高感度、広帯域、広範囲、高入力抵抗の真空管電圧計で微小電圧の測定に最適のものであります。また高精度・広帯域の直示式レベル測定器として使用できますので、TV、音響機器、搬送機器などに広い応用範囲があります。

測定範囲

1mV~300V, -58dB~+52dB, 12レンジ

精度

フルスケールの±2% (20c/s~1Mc)

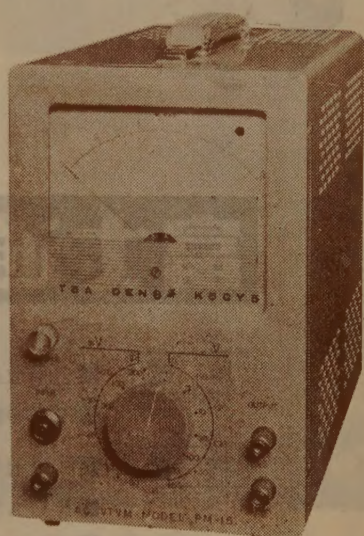
±5% (10c/s~4Mc)

入力インピーダンス

約10MΩ 30pF, 付属プローブで並列容量15pF

寸法・重量

150(幅)×230(高)×285(奥)mm・約7kg



PM-18型 高感度直流電圧電流計

直流専用の高感度・広範囲の微小電圧電流計であって、従来測定困難な微小電圧電流を安定正確に測定できます。半導体、放射線その他の関係に広い応用範囲があります。

測定範囲 電圧 0~±30μV~100V 14レンジ

電流 0~±3μA~100μA 16レンジ

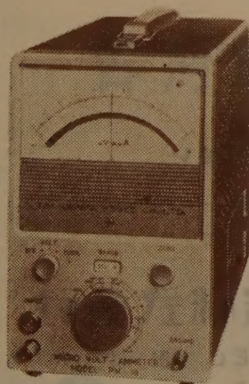
入力抵抗 すべてのレンジで10MΩ

電圧降下 100μA以上で 1mV

30μAで 300μV

10μAで 100μV

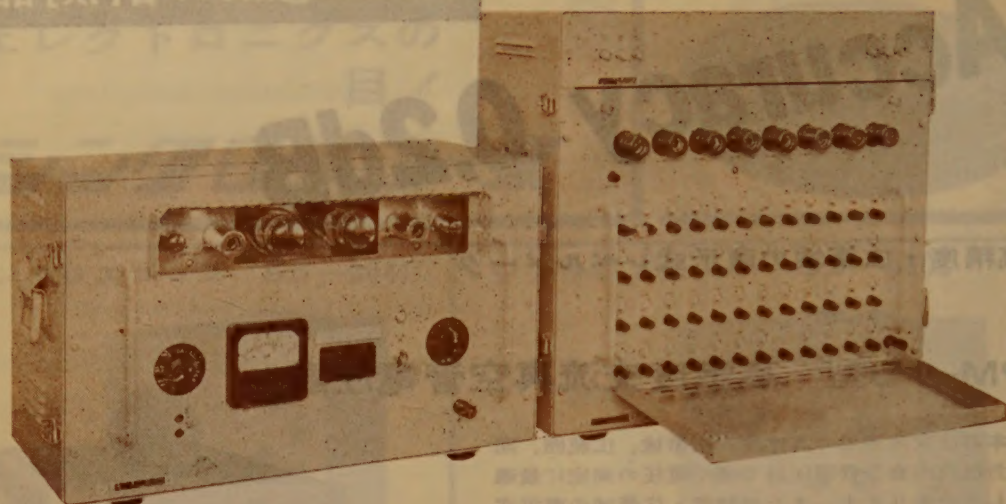
3μAで 30μV



東亜電波工業株式会社

本社 東京都新宿区諏訪町 235-1 電話 (369) 0101 (代)
出張所 大阪市東区淡路町 3 の 6 船場ビル 電話 (23) 6547
小倉市大門町 82 電話 (5) 5455
サービスステーション 名古屋・福岡

器機信の電雷亜東



富士通

テレビ回線用
微分反響形

等化器

(特願 昭34-5184)

用途

- TV放送機, VTR等の特性補償。
- TV中継回線の特性補償。

特徴

- 微分反響形であるから、複雑な歪み波形でも容易に等化できます。
- RCA架にも実装可能な可搬型。
- 等化範囲が広い。0.3~5.7Mc
振巾30~50%補償

その他

- AC 100V使用。
- 300KC以下の等化を特に希望される場合は特種回路附加可能。
(37年度製品より)

●資料御要求の方は下記第二営業部第二販売課へ御連絡下さい



富士通信機製造株式会社

東京都千代田区丸の内3の2 TEL (281) 6221(代)



(上図は取り付け工事中の写真)

東京タワーにとりつけられた 古河のFM実験放送用アンテナ

1. 16段スーパーゲインアンテナ
2. 東京タワー鉄塔内部に取りつけ
3. $V.S.W.R. \leq 1.2 (76 \sim 87MC)$
4. 利得18db (一面)
5. 10月より実験放送開始、技術調査が行われる。



古河電気工業株式会社

本社 東京都千代田区丸の内2の14

藤倉の螺旋導波管



円形導波管によるmm波の伝送には、 TE_{01} 波が使用されますが、この螺旋導波管は湾曲あるいは外径不均一等による TE_{01} 波以外の不要モードを除くことができます。構造は径約0.15mm内外のエナメル線を密巻してその上からガラステープと樹脂で固めてあり、均一なピッチと厳密な内径公差を保っております。

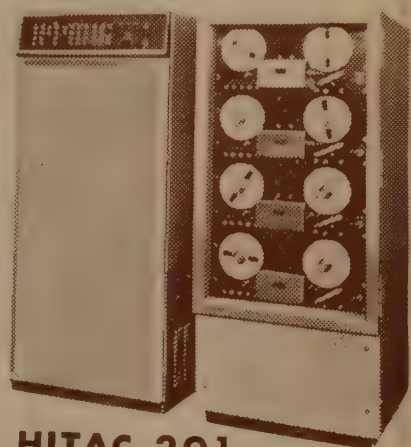


藤倉電線株式會社

本 社 東京都江東区深川平久町1の4
電 話 (644) 1111 大 代 表
工 場 東 京 ・ 沼 津
販売店 大 阪 ・ 福 岡
出張所 名 古 屋 ・ 仙 台 ・ 札 幌



新時代の
データをにぎる
エレクトロニクスの
頭悩!



日立デジタル電子計算機

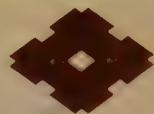
<技術の日立>では、完備した研究機関と豊富な使用経験にもとづいて

一貫したデータ処理システムによる各種の電子計算機をつくって

新しい時代の要請にこたえております。

■HITAC-301は、容量・機能が融通性に富み事務用・科学用として広い用途をもつ中形電子計算機です。

■HITAC-201は、小形小電力で設備費が少ないにもかかわらず大きな処理能力をもって、きわめて広い用途にご使用できます。



住友電工の

UHF-TV送信用スクリューステナ

構造

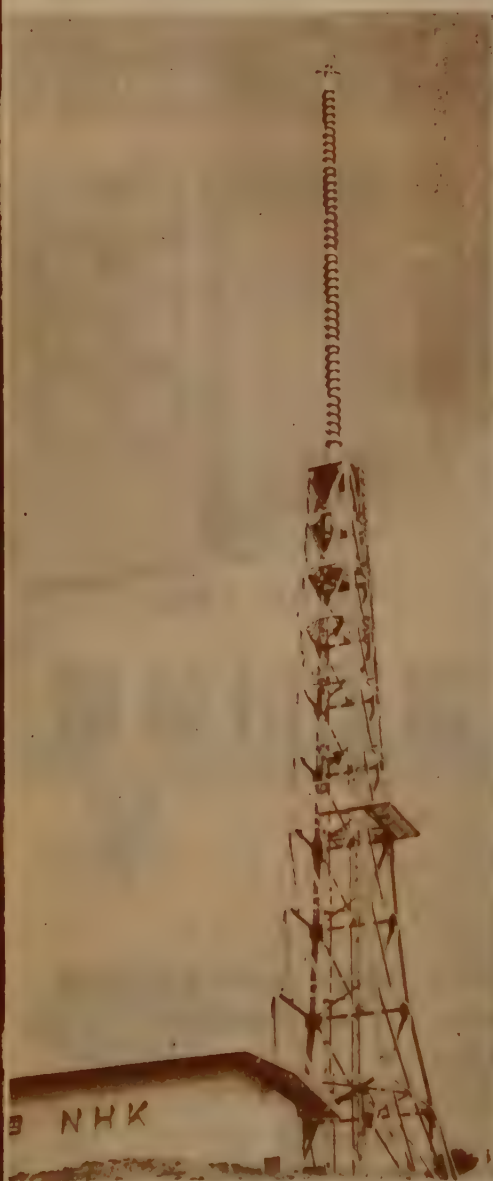
らせん状の導体を電氣的・機械的性の良好な強化プラスチックで、連続的に絶縁支持してある。

特長

1. 広帯域である。
2. 水平指向特性が優れている。
3. 2周波領域での共用も可能である。
第2モードと第3モードを使用
(周波数比 約 1.5 倍)
4. 給電系が簡単である。
5. 機械的に堅牢で、保守が容易である。

特性

偏波	水平偏波
周波数	UHF帯の指定周波数 $\pm 4\%$
入力インピーダンス	50 Ω
入力VSWR	1.05 以下
利得	1段当り5~7倍 (実用範囲は1~4段)
指向特性	水平面内無指向性 (円形度 $\pm 2\text{dB}$ 以内)



日立市風神山に完成したわが国初のUHFテレビ実験放送局(NHK)に設置されたスクリューステナ

住友電気工業株式会社

本社	大阪市此花区恵美島南之町六〇
東京支社	東京都港区芝琴平町一
支店	名古屋・福岡

10.7 M/Cシリーズ水晶濾波器

応 用 例

AM・FM・SSB 受信機
トップラレーダー方式
FSC 方式
チャンネル受信機
スペクトラム分析機

10M-A~H

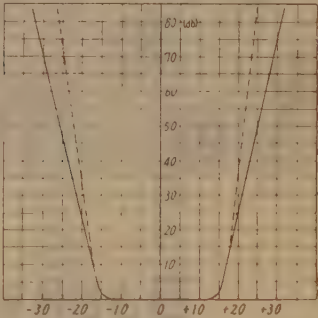


10M-J

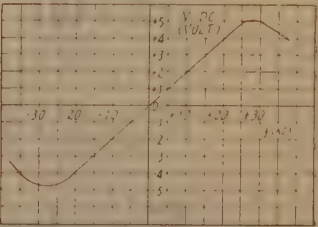


水 晶 濾 波 器

型 名	中 心 周 波 数	通過帯域 幅 6db	減衰帯域 幅 60db	挿入損失 (最大)	通過帯域内 偏差(最大)	入出力イン ピーダンス Ω (公称)	外形寸法 L W H
10 M-A	10.7 Mc	30 ke	60 ke	6 db	3 db	2500	80×24×30 ^{mm}
10 M-B		15 ke	30 ke	"	"	1000	" " "
10 M-E		6 ke	15 ke	"	2 db	500	" " "
10 M-F	"	3.5 ke	10 ke	"	"	300	" " "
10 M-H	"	0.5 ke	2 ke	"	"	2000	" " "
10 M-J		30 ke	50 ke 75 db	8 db	3 db	2000	117×24×30 ^{mm}
10 M-L	"	30 ke	50 ke 36 db	4 db	2 db	2 K : 500 (2 K)	50×24×30 ^{mm}



10M-A, J (実線はA, 虚線はJ) f (Kc)



10M-DC

水晶周波数選別器

型 名	中心周波数	帯 域 幅	入出力インピーダンス	外形寸法 L, W, H
10 M-DC	10.7 Mc	50 ke (実測値)	入力 10 k Ω 出力 500 k Ω	30×24×30 ^{mm}

同一外形互換性を考えた 10.7 Mc 系列既設計、高信頼性の高周波水晶濾波器を御推奨いたします。
尚、特に新規設計にも応じますが何卒御用命の程御待ち申上げております。

東洋通信機株式會社

本社及工場 神奈川 県 川 崎 市 塚 越 3 丁 目 4 8 4 番 地 電話 川 崎 (2) 3771~9-2766
東京営業所 東京都千代田区霞ヶ関3丁目3番地(鋼鉄ビル内) 電話 東 京 (591) 1973・1974
大阪営業所 大阪市西区江戸堀上通り2丁目37番地(蔵吉ビル内) 電話 上 佐 堀 (44) 4332・0695~6
福岡営業所 福 岡 市 天 神 町 58 番 地(天神ビル内) 電話 福 岡 (75) 6031・6416



Backward Diode 2 種

1 T 1401 , 1 T 1402 (エサキダイオードバイアス安定用)

Type	最大定格			規 格				格		
	I_B (mA)	$-I_B$ (mA)	P_D (mW)	I_B (mA) : $V_B = 180$ mV			$-I_B$ (mA) : $V_B = 70$ mV	R_s Ω	C (PF) ($-V_B = 250$ mV)	L_s (mH)
1 T 1401	80	70	40	min	mean	max	max	1.5	150	0.4
1 T 1402	80	70	40	9	12	16	100	1.5	150	0.4

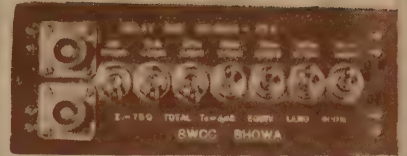
Esaki Diode 2 種

1 T 1104 , 1 T 1110

Type	最大定格			規 格				格		
	I_B (mA)	I_F (mA)	P_D (mW)	I_F (mA)			I_F/I_B	R_s Ω	C PF	r Ω
1 T 1104	50	60	30	min	mean	max	min	mean	max	PF
1 T 1110	40	50	25	1.7	2	2.3	4.5	7	1.5	20
1 T 1101	40	50	25	1.95	2	2.05	7	8	1.5	20
1 T 1102	40	50	25	1.95	2	2.05	4.5	5.5	1.5	20
1 T 1103	40	50	25	1.7	2	2.3	4.5	4.5	1.5	20

ソニー株式会社 東京都品川区北品川6-351 / 電話 (442) 5111 (大代)

——遅延線のパイオニア——



集中定数型遅延素子の例

小型・広帯域

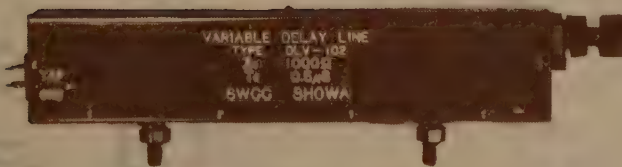
DELAY LINE

MDS小型遅延素子

特性インピーダンス 1,000~2,000Ω
遅延時間 1μS以下
立上り時間 約0.1μS (1μS遅延)

DLV連続可変遅延素子

特性インピーダンス 300~1,000Ω
遅延時間 0.5μS以下



DLV連続可変遅延素子



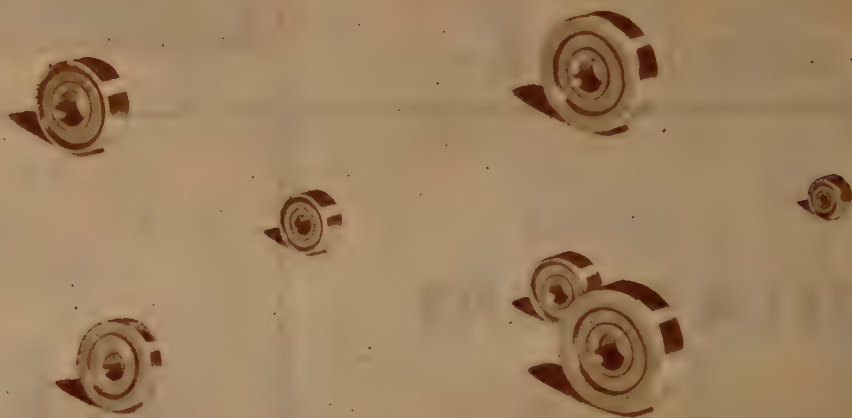
MDS小型遅延素子

(本遅延線の御質問は本社技術第3部へ御問合せ下さい)

昭和電線電纜株式會社

本社・川崎工場 川崎市東渡田3-1-1 電(3)2541(大代)
相模原工場 相模原市清兵衛新田2-8 電(7)3151-3
営業部 東京都千代田区九ノ内(東京海上ビル新館) 電(281)6451(代)
販売店 大阪・名古屋・仙台・福岡・札幌・広島

NIMB



MINIATURE BEARINGS

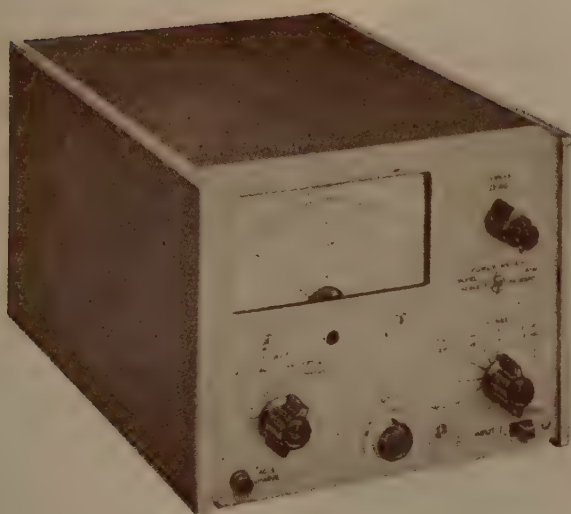
- NMBでは最新の設備と技術を織込んで精度品質ともに最高の製品を量産しております。
- 取付工作の容易なミネチュアフランジベアリング・超小型のシールドベアリングは各種精密機器にますます需要を高めています。
- 参考資料御希望の方は誌名御記入お申込み下さい。

トップクラスの
品質と精度！
フランジ
シールド

日本ミネチュアベアリング株式会社

東京営業所・東京都中央区日本橋兜町1の4 TEL 671-1203~5(代)

The new **hp** 431A Power Meter gives you 3% accuracy on all ranges, less than $2 \mu\text{W}/^\circ\text{C}$ thermal drift



Thermal drift less than $2 \mu\text{W}/^\circ\text{C}$
 $\pm 3\%$ accuracy on all ranges

Single setting zeroes all ranges
for hours

Easy to operate

Grounded recorder output

Optional portable operation

New **hp** 431A Power Meter

SPECIFICATIONS

Power Range:

Accuracy:

Overall Thermal Drift:

Operating Impedance:

Recorder/Voltmeter Output:

Calibration Input:

Power:

Dimensions:

10 μW to 10 mW full scale in 7 ranges. Also calibrated from -30 to $+10$ dbm
 $\pm 3\%$ of full scale on all ranges

Less than $2 \mu\text{W}/^\circ\text{C}$ (includes meter and 478A/486A Mounts)

100 or 200 ohms, negative, for operation with above Mounts

Phone jack on rear with 1 ma into 2,000 ohms or less

Binding posts on rear for calibration of bridge with precise dc standards

1½ watts, 115/230 v $\pm 10\%$, 50-1000 cps

7½" wide, 6½" high, 12½" deep. Weight 10 lbs.



HEWLETT-PACKARD COMPANY

Palo Alto, California, U. S. A.

日本総代理店

関商事株式会社

東京都千代田区神田東福田町一番地

電話 (866) 代表 3136



EITEL-MCCULLOUGH, INC.

アイマック新製品!!

ゼロ・バイアス三極管

3-400Z, 3-1,000Z, 3CX10,000A7

アイマック社(Eitel-McCullough, Inc., San Carlos, Calif., U.S.A.)より新しく発表された「Zero Bias」三極管は、一本の真空管がスクリーン格子およびバイアス電源をとり除き、従来これに使用されていた多くの部品およびそれら回路のセットを占める空間を完全に省略し、送信機を驚異的に簡単化することに成功したものである。

そしてその特色は……

高 利 得：20倍以上の電力利得がえられる

大電力出力：3-400Z 650W

3-1000Z 1,350W

3CX10,000A7 22,800W

低 歪 み：内部変調歪みは動作試験より失調包絡線電力レベルの35db以下の低歪みが測定された。

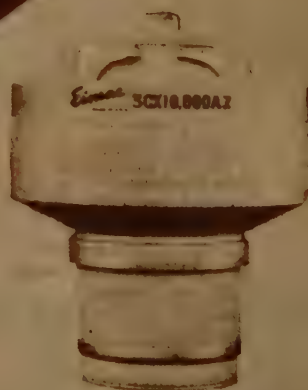
低廉な製作費：格子バイアスおよび波器が必要ないため製造作費の削減ができる。



3-400Z



3-1,000Z



3CX10,000A7

ソケット SK-410

チムニイ SK-416

ソケット SK-510

チムニイ SK-516

ソケット SK-1300

チムニイ SK-1306

3-1000Z

一般定格

電気的定格

フィラメント：トリエタレット：タングステン	
電圧	7.5V
電流	21.3A
増幅率（平均）	200
電極間静電容量：	
格子—フィラメント	17.0 μ f
格子—陽極	6.9 μ f
陽極—フィラメント	0.12 μ f
漏洩電流	110MC

機械的定格

最大外部寸法：	
全長	7.601インチ
直径	5.25インチ
重量	1.2ポンド
ソケット	SK-500
チムニヤ	SK-516
熱放散陽極用接栓	HR-6
最高動作温度	
陽極封じ部	225°C
11金封じ部	200°C

最大定格

無線周波線型増幅器

格子接地型、B級

直流陽極電圧	3000V
直流陽極電流	0.800A
陽極損失	1000W
格子損失	50W

可聴周波増幅または変調器

B級

直流陽極電圧	3000V
直流陽極電流	0.800A
陽極損失	1000W
格子損失	50W

動作例

無線周波線型増幅器

格子接地型、B級

（一管使用、歪率を最小にする）

直流陽極電圧	2500V
零信号直流陽極電流	162mA
直流陽極電流	800mA
直流格子電流	254mA
尖頭包絡線有効出力	1050W
同調負荷インピーダンス	1700 Ω
内部変調歪	

PEPレベル以下-35dbまたはそれ以上

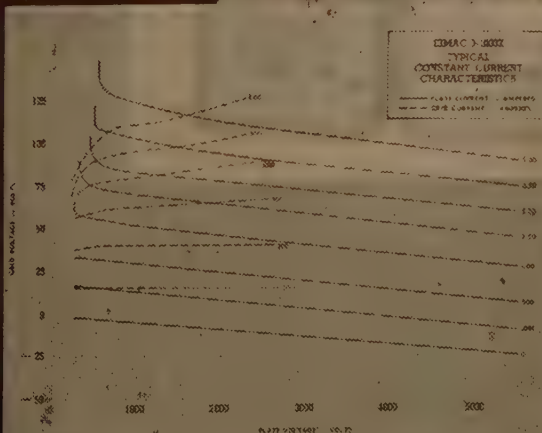
可聴周波増幅器

B級

（正弦波、二管使用、格子励振）

直流陽極電圧	3000V
直流格子電圧	0V
零信号直陽極電流	480mA
最大信号直陽極電流	1340mA
最大信号直陽極電流	480mA
励振電力	42W
尖頭可聴周波励振電圧（一管当り）	88V
負荷抵抗、陽極—陽極	4850 Ω
最大信号陽極出力	2570W

定電流特性

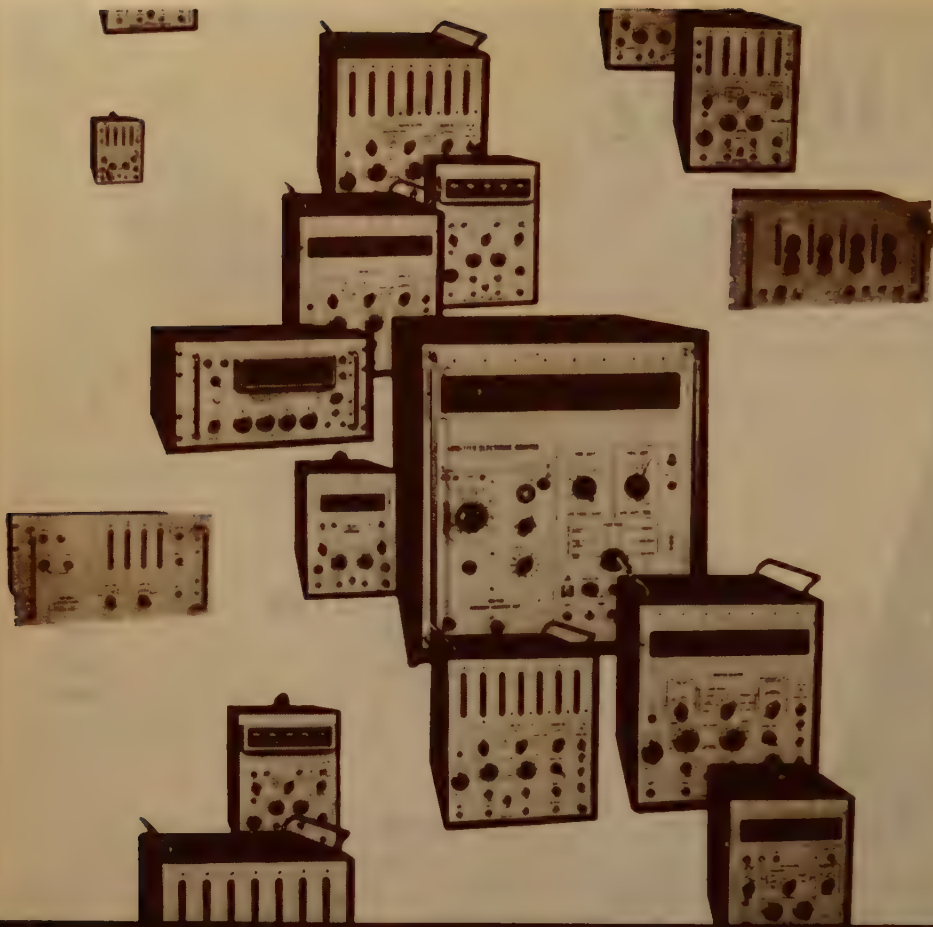


詳細については下記へ御照会下さい。

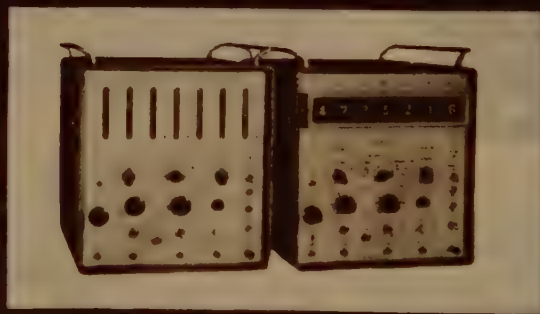
日本總代理店

関商事株式会社

東京都千代田区神田東福田町一番地
電話 (866) 代 表 3 1 3 6



カウンタの専門メーカー



リ研

エレクトロニクスは研究 する会社から生まれます

現場に 管理室に 研究室に カウンタはな
くてはならぬものになりました。

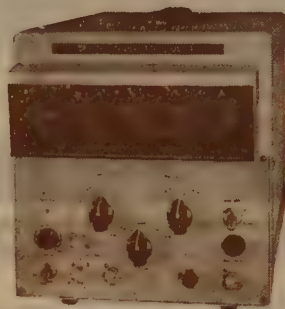
タケダ理研の 100シリーズ・カウンタには、
低速度型(計数速度 30KC)から高速度型
(計数速度 10MC)まで各種があつて、しかも
ユニバーサル型ですから、周波数・周期・時
間、周波数比、頻度の測定が1台でできます。

■周波数測定は、周波数変換器ユニットを用
いて、220MCまで測れます。

■かずかずの開発研究を行ない、国産1号の
cds コード変換素子を用いた数字表示管に
よる表示方式がとられています。

— TR-278 Digital Recorder

100シリーズのカウンタの
うちモディフィケーションD
に直結して計数結果を記録し
ます。記録容量10桁、記録
速度 毎秒1行max



TR-105D

トランジスタ カウンタ

■本器はトランジスタを回路素子に用い、プ
リント配線の技術を駆使して、非常に小型軽
量なセットになっています。

■タケダ理研が、日本ではじめて開発したcds
コード変換素子を用いていますので、トラン
ジスタ式としては最初の数字表示管による表
示方式をとっています。このため、読みとりの
誤まりがほとんどなくなり、またデジタル
・プリンタにも直結できます。

■測定に際して、優れた移動性を発揮し、ま
たユニット機器としても絶好のスペースファ
クタです。

性 能

周波数範囲	: DC~2.5MC
時間範囲	: 3 μ s~10,000s(2.7h)
周期範囲	: 0.00001cps~10KC
周波数比範囲	: 1/1~1/10 ⁴
回転数範囲	: 0~30万rpm
精 度	: $\pm 1 \pm 5 \times 10^{-5}$

タケダ理研工業株式会社

本 社 ・ 東 京 都 練 馬 区 旭 町 285

電 話 (933) 4111 代 表

営業所 ・ 大阪市北区梅ヶ枝町71' セノシゲビル

電 話 (312) 2695 直通、0051代表

パルス発生器

TYPE SHP-5M



性能

- 繰返し周波数 10%~1 Mc
- パルス巾 0.1 μ s~100 μ s
- 出力極性 正および負
- 出力電圧 20V
- 出力インピーダンス 75 Ω
- 出力波形 立上り時間 20m μ s以下
下り時間 20m μ s以下
サグ・オーバーシュート $\pm 5\%$ 以下
- 同期出力 主出力パルスより 0.1 μ s先行
出力トリガー電圧 正5V $\pm 20\%$
- 最大デューティ 50%

High speed

繰返し 5Mc・1Mc

性能

- 繰返し周波数 内部同期 50kc~5 Mc
外部同期 50kc~5 Mc
- パルス巾 0.05 μ s~1 μ s
- 出力極性 正および負
- 出力電圧 正 15V, 負 13V
- 出力調整 75 Ω 抵抗減衰器により:
10dB step 4段
1dB step 10段
- 出力波形 立上り時間 20m μ s以下
下り時間 30m μ s以下
サグ・オーバーシュート $\pm 5\%$ 以下
- 最大デューティ 約30%

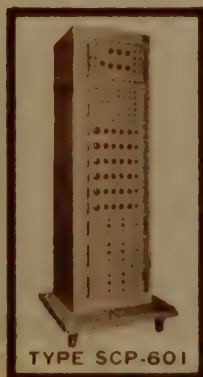
TYPE-SPG-1M



—プログラムパルス発生器—

型 式	主な用途	パルス巾	立上り時間	下り時間
SCP-201	メモリーコ ア試験用	1~10 μ s (連続可変)	0.1~1 μ s (連続可変)	0.3~1 μ s (連続可変)
		振 巾	繰返し周波数	サグ・オーバーシュート
		最大 1A (連続可変)	2kc~20kc (連続可変)	$\pm 2\%$ 以下

型 式	主な用途	パルス巾	立上り時間	下り時間
SCP-601	コアマトリ クス試験用	1~10 μ s 3~15 μ s (連続可変)	0.1~1 μ s (連続可変)	0.2~1 μ s (連続可変)
		振 巾	繰返し周波数	サグ・オーバーシュート
		最大0.6A (連続可変)	1kc~20kc (連続可変)	$\pm 3\%$ 以下



TYPE SCP-601



TYPE SCP-201

三和電子製作所

SANWA

東京都北多摩郡国分寺町恋ヶ窪1080 電話 国分寺(0423)2-3741(代表)

TYPE STC-1001

特 長

- 1) 本器はいままでの特ランジスタカーブトレーサーに比べてH定数およびY定数の各項目が簡単な操作によって測定できる。
- 2) コレクター測定回路に過電流リレーが付いているため測定中にトランジスタを破損することがない。
- 3) パラメータとなるステップ電圧が非常に安定しているので、正確な曲線群が測定できる。
- 4) ステップ電圧波形が直視できる。

性 能

△ 測定できる曲線群

PNP-NPNの H_{21} , H_{11} , H_{21} , H_{11} , Y_{21} , Y_{21} (エミッターおよびベース接地可能) その他ダイオード、放電管等の特性も直視できる。

△ コレクター関係

コレクター掃引電圧 0~3V(1A) 0~30V(1A)
0~300V(1A)連続可変

パラメータステップ電圧 .01~1V/step
7点切換

直 列 抵 抗 300 Ω ~1000K Ω 8点切換

△ ベース関係

ベ ー ス 掃 引 電 圧 0~3V(1A) 連続可変

パラメータステップ電流 1 μ A~50mA/step
15点切換

直 列 抵 抗 3~1000 Ω 6点切換

△ 垂直軸、水平軸関係

コレクタ電圧 .01~20V/div

コレクタ電流 .01~200mA/div

ベ ー ス 電 圧 .01~.5V/div

トランジスタ 静特性直視装置



TYPE



SPG-5

ダブルパルスゼネレーター



TYPE SPG-13

TYPE



SPG-4

— 電圧パルス発生器 —

	パルス巾	下	り	P. R. R.	出力電圧	運	延	ATTTナシ 出力 imp	ATTTアリ 出力 imp	AT T
SPG-5	0.07 ~10 μ s	0.025 0.025		50 c/s ~5kc/s	50 V	+10~ 100 μ s			50 Ω	60 dB
SPG-4	0.2 μ s ~50 ms	0.05 0.15		10 c/s ~100kc/s	20 V	-5~ 500 μ s	+ 200 + 2k			
SPG-13 (ダブル)	0.2 ~200 μ s	0.07 0.2		1 c/s ~100kc/s 及ワンショット	1K Ω ±10V 75 Ω ±2V	固定 間隔 0~100 μ s	2 μ s	高 1 k 低 75 Ω		
SPG-3 (ダブル)	0.2 ~20 μ s	0.07 0.2		1 c/s ~10kc/s	1K Ω ±10V 75 Ω ±2V	固定 間隔 0~100 μ s	5 μ s	高 1 k 低 75 Ω		
SPG-2	0.2 ~20 μ s	0.05 0.15		100 c/s 10kc/s	20 V	-10~ ~150 μ s			50 Ω	60 dB
SPG-1	0.5 ~50 μ s	0.05 0.15		50 c/s ~50kc/s	20 V 2 V	-10~ ~150 μ s	+ 200 - 2k		75 Ω	60 dB

SANWA

三和電子製作所

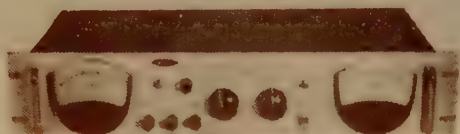
東京都北多摩郡国分寺町恋ヶ窪1080 電話 国分寺(0423)2-3741(代表)

ショートしても

絶対に石のこわれない!!

トラスター

直流定電圧電源



一年間保証つき
バッテリーよりずっと能率的

「問題ないね」

「何が」

「電圧変動さ」



入力: A.C 100V $\pm 10V$, 50-60 \sim

	MODEL NO	出力 D.C		電圧変動 mV		リップル mV r.m.s
		Volt	Amps	空荷入力 変動2割シ	負荷変動 2割シ	
10Amps	TSC-0/50-10	0-50	0-10	50mV以下	50mV以下	10mV以下
	TSA-0/24-10	0-24	0-10	5mV以下	5mV以下	1mV以下
	TSD-0/100-5	0-100	0-5	100mV以下	100mV以下	10mV以下
5Amps	TSC-0/50-5	0-50	0-5	50mV以下	50mV以下	10mV以下
	TSA-0/24-5	0-24	0-5	5mV以下	5mV以下	1mV以下
	TSD-0/100-3	0-100	0-3	100mV以下	100mV以下	10mV以下
3Amps	TSC-0/50-3	0-50	0-3	50mV以下	50mV以下	10mV以下
	TSA-0/24-3	0-24	0-3	5mV以下	5mV以下	1mV以下
	TSD-0/100-1	0-100	0-1	50mV以下	50mV以下	10mV以下
1Amps	TSC-0/50-1	0-50	0-1	50mV以下	50mV以下	5mV以下
	TSA-0/24-1	0-24	0-1	5mV以下	5mV以下	1mV以下
	TSD-0/100-0.5	0-100	0-0.5	50mV以下	50mV以下	5mV以下
0.5Amps	TSC-0/50-0.5	0-50	0-0.5	50mV以下	50mV以下	5mV以下
	TSA-0/24-0.5	0-24	0-0.5	5mV以下	5mV以下	1mV以下

カタログ画申付下さい

Kyowa

電源専門メーカー

協和エレクトロニクス

東京都大田区調布千鳥町76

TEL (751) 5117 (代)



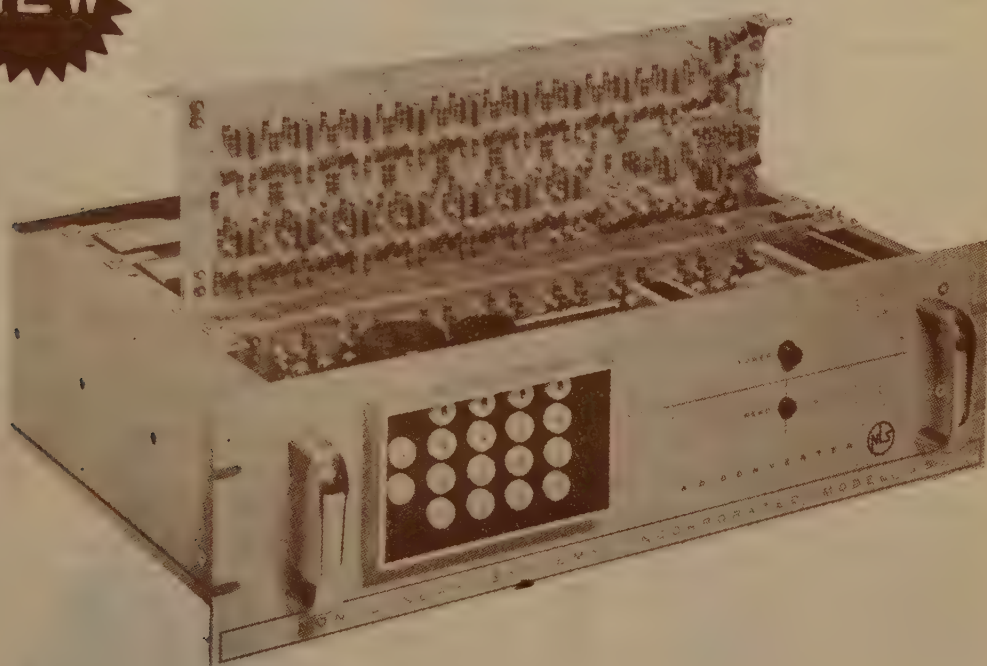
HIGH SPEED

ANALOG / DIGITAL CONVERTER

- 高測定速度.....15,000 / 秒
- 高精密・高安定..... $\pm 0.01\% \pm 1$ デジット $0 \sim 40^{\circ}\text{C}$ NO DRIFT
- デジタル表示.....両極、4桁測定値、1・2・4・8コード



MODEL 15



- 電子計算機、データ処理装置に！
 - 高速風洞開発研究に！
 - トランジスタ開発に！
 - ミサイル、航空機及び追尾試験装置に！
 - 工業プロセス自動監視・制御に！
- 詳細資料及びNLS社製デジタルボルトメータのお問合せは下記に

NON-LINEAR SYSTEMS INC.
DEL MAR CALIFORNIA
USA

日本総代理店
理経産業株式会社
東京都港区芝田村町2ノ12 小星会館7階
電話 代表 (591) 5246(代表)

半導体技術の先端をゆく……

新電元のシリコン整流体

型名 S2A, S5B, S8B, S16B

弊社は伝統の半導体技術をもって国産技術によるシリコン整流体の開発に業界のトップを切ってこれに成功し、政府の補助金交付を受けました。

別表の各種製品はすべて量産化に移っており、最近においては RCA および WE 社との技術契約を締結製品の性能は益々向上し御好評を頂いております。

電 圧 表

型 名 及 び 級				尖頭逆耐電圧 (P.I.V.)	最大交流入力電圧 (r.m.s.)	定格交流入力電圧 (r.m.s.)
—	—	—	S16B5	50	30	20
S2A10	S5B10	S8B10	S16B10	100	70	45
S2A20	S5B20	S8B20	S16B20	200	140	90
S2A30	S5B30	S8B30	S16B30	300	210	120
S2A40	S5B40	S8B40	S16B40	400	280	150
S2A50	S5B50	S8B50	S16B50	500	350	180
S2A60	S5B60	S8B60	S16B60	600	420	210
S2A80	S5B80	S8B80	S16B80	800	560	270
S2A100	S5B100	S8B100	S16B100	1,000	710	330
許容ジャンクション温度 -60~190°C						

流 表

型 式	単相半波出力電流	
	自然空冷	強制風冷 (5 m/s)
S2A	1.5A	
S5B	8A	20A
S8B	20A	50A
S16B	80A	200A



—— 営 業 品 目 ——

セレン整流器 磁気増幅器
 ゲルマニウム整流器 自動電圧調整器
 シリコン整流器 パワートランジスタ

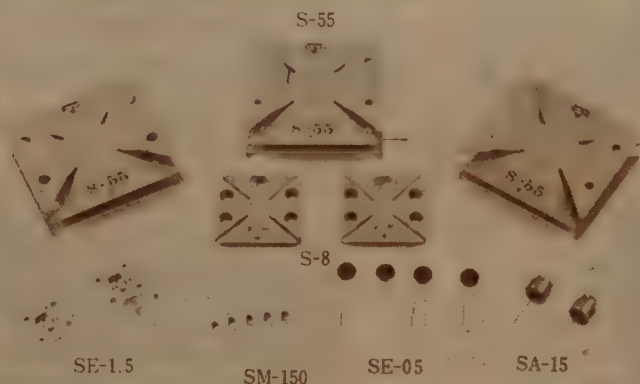


新電元工業株式会社

本 社 東京都千代田区大手町 新大手町ビル 電話 (211) 2571 代表
 大阪出張所 大阪市北区角田町 阪急航空ビル 電話 (36) 3294 代表
 九州出張所 小倉市京町281 五十鈴ビル 電話 (52) 8431 代表

合理的な直流電源に……

オリジン シリコン整流器



最新の製造設備と優れた技術，高度の品質管理のもとに製造しております。

オリジンシリコンダイオードは電力用大容量のものから通信用の小容量のものにいたるまで，高効率，高性能のシリコンダイオードとして需要家各位より非常な信頼と御好評をいただいております。

特 長

- 1) シリコンダイオードは拡散法による製造
- 2) 完全樹脂封入構造により特性不変
- 3) 漏洩電流極少で，高逆耐圧・高信頼性
- 4) 耐震，耐衝撃性が大きい。
- 5) たとえば 150°C における無負荷放置，65°C 95~100%耐湿試験，-55~+80°C のヒート・サイクル試験，耐震および耐衝撃試験など厳重な性能試験を受け，そのすばらしい性能が確認されています。

シリコンダイオード特性

SM-150	尖頭逆耐電圧 (P.I.V) 400 V~1,000 V 出力電流 (半波整流) 150 mA (自冷)
SE-05	尖頭逆耐電圧 (P.I.V) 400 V~1,000 V 出力電流 (半波整流) 500 mA (自冷)
SE-1.5	尖頭逆耐電圧 (P.I.V) 400 V~1,000 V 出力電流 (半波整流) 1.5 A (自冷)
S-8	尖頭逆耐電圧 (P.I.V) 200 V~1,000 V 出力電流 (半波整流) 8 A (自冷) (3 相半波整流) 21 A (自冷)
S-55	尖頭逆耐電圧 (P.I.V) 200 V~800 V 出力電流 (半波整流) 55 A (自冷) 150 A (風冷) (3 相半波整流) 150 A (自冷) 410 A (風冷)



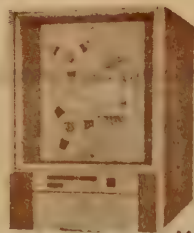
営 業 品 目

シリコン・ゲルマニウム・セレン整流器・合成樹脂塗料
理研式スポット溶接機・ミニチュアベアリング



オリジン電気株式會社

本社・工場 東京都豊島区高田南町 I-195 電話東京(982)1161, 3155(代表) トウキョウカニウ(22)468
大阪営業所 大阪市北区梅田町17 新桜橋ビル 電話大阪(34)2358代表 オウサカ カニウ(38)383
福岡出張所 福岡市橋口町15-1 サンビル 電話福岡(76)2063代表



Model 906 II

1. Transistorized Digital Magnetic Tape Handler Model 906 II
 Tape Speed: 150/75 ips., Rewind Speed: 300 ips.
 Start Time: less 3 ms., Stop Time: less 1.5 ms.
 Tension Arm Slack Loop & Vacuum Buffer Applied
 2. Digital Magnetic Tape Tester Model 3320
 Format Compatibility: IBM, RR, RCA, Burroughs & NCR
 Incorporating M90611 Tape Handler
 Read/Write Amplifier can locate & visually examine every tape defect
- POTTER INSTRUMENT CO., INC.

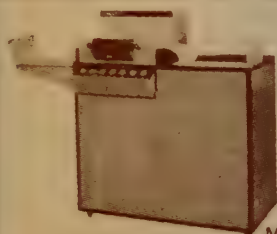


Series 4000

Series 4000 Disc File Memory

Capacity: 30,000,000 to 720,000,000 bits
 Disc Quantity: 1 to 24, Disc Diameter: 39"
 Speed: 900 to 1,200 rpm, Data Tracks: 768/face
 Magnetic Head: 6 pcs/disc (standard)
 Pulse Density: 206 to 270 bits per inch
 Average Access Time: less than 45 ms.

BRYANT COMPUTER PRODUCTS



Model 201

High Speed Digital Plotter Model 201

Plotting Speed: a. 8 points/sec with 4 symbols
 b. up to 20 points/sec with random symbols
 Resolution: 1) Vertical Axis: a. 400 points/inch
 b. point spaced 0.025" apart.
 2) Horizontal Axis: a. Paper feed spacing ± 0.025 "
 per increment of X
 b. 0 to 99 increments available
 per input command

Input: in broadside form on 25 bits lines

TALLY REGISTER CORPORATION



Speedreader 2000

High Speed Card Reader Series 2000

Punch Card Reading Rate: 400 to 3,000 cards/min.
 Timing & Reading Operation: by photo diodes
 Hopper or Drawer Capacity: 4,000 cards
 Can read either the RR or IBM card
 On-line or Off-line Application available

UPTIME CORPORATION



Model VI2-AD

Voltage Digitizer Model VI2-AD

Input: 0.1 mA, 1/10/100 V
 Output: Binary coded decimal 2-4-2-1 & its complement
 Decimal 1 in 10" to drive remote display & high input impedance printers
 Size of least bit (on 1 V scale): 0.1 μ A, 1.0 mV
 Accuracy: $\pm 0.05\%$ of full scale
 Maximum required conversion time: 480 μ s.

ADAGE INCORPORATED



Model GP-300

Super Speed Tape Perforator Model GP-300

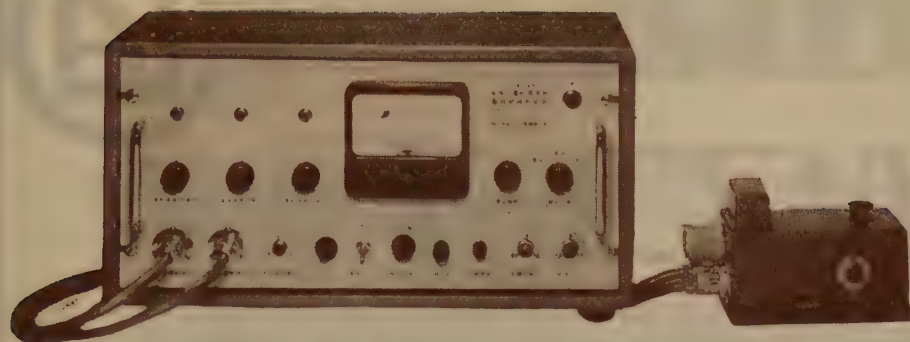
Operating Speed: up to 300 codes/sec
 Standard Hole Pore Pattern: 5, 6, 7 or 8 hole
 Maximum accumulated error in feed:
 ± 0.005 " in 6" of punched tape
 Lubrication: Splash bath lubrication

SOROBAN ENGINEERING, INC

日本総代理店 兼松株式会社東京支社電子部

東京都千代田区丸の内1の5 (東京海上ビル新館) TEL (281) 6811 (大代表)

超微小電流計 超絶縁計 電位計



MMA II-16型

$10^{-16}A$ $0.1mV$ $10^{18}\Omega$

歴史的
性能度
性の信
の高の
古最高
最長期
無故障

振動容量型

振動容量型

型	電流感度/目盛	電圧感度/目盛	入力抵抗	レンジ	絶縁測定
MMA III-12型	$10^{-8} \sim 10^{-12} A$	1~10mV	$10^4 \sim 10^9 \Omega$	5	$10^{15} \Omega$
MMA III-13型	$10^{-9} \sim 10^{-13} A$	1~10mV	$10^7 \sim 10^{10} \Omega$	5	$10^{16} \Omega$
MMA III-14型	$10^{-10} \sim 10^{-14} A$	1~10mV	$10^8 \sim 10^{11} \Omega$	5	$10^{17} \Omega$
MMA III-15型	$10^{-11} \sim 10^{-15} A$	1~10mV	$10^9 \sim 10^{11} \Omega$	5	$10^{18} \Omega$

MMAⅡ-13型	$10^{-8} \sim 10^{-12} A$	1~10mV	$10^4 \sim 10^{10} \Omega$	8	$10^{15} \Omega$
MMAⅡ-15型	$10^{-9} \sim 10^{-13} A$	1~10mV	$10^4 \sim 10^{12} \Omega$	10	$10^{17} \Omega$
MMAⅡ-16型	$10^{-8} \sim 10^{-14} A$	0.1~10mV	$10^4 \sim 10^{12} \Omega$	11	
			10^{15} 以上	5	
MMAⅡ-16型			$10^4 \sim 10^{16} \Omega$	11	$10^6 \sim 10^{18} \Omega$
MMAⅡ-16P型	パネル型にて性能はMMAⅡ-16型と同じ				

振動容量型電位計

SSV III-15型		1~3000mV	$10^{11} \sim 10^{17} \Omega$ 以上	8	
SSV II-16型		0.1~3000mV	$10^{11} \sim 10^{18} \Omega$ 以上	10	

直流増幅器型
(乾電池電源型)

MMA V-10型	$10^{-8} \sim 10^{-10} A$	5mV	$5 \times 10^7 \Omega$	6	$5 \times 10^{10} \Omega$
MMA V-11型	$10^{-9} \sim 10^{-11} A$	5mV	$5 \times 10^8 \Omega$	6	$5 \times 10^{11} \Omega$

直流増幅器型
(AC電源型)

MMA VI-10型	$10^{-8} \sim 10^{-10} A$	5mV	$5 \times 10^7 \Omega$	6	$10^{12} \Omega$
MMA VI-11型	$10^{-9} \sim 10^{-11} A$	5mV	$5 \times 10^8 \Omega$	6	$10^{13} \Omega$
MMA VI-12型	$10^{-7} \sim 10^{-12} A$	5mV	$5 \times 10^9 \Omega$	6	$10^{14} \Omega$

カタログは誌名御記入の上御申込み下さい。

株式会社 川口電機製作所

東京都港区芝白金三光町7-1
TEL 白金 441 8312 直 6141 6143

KEW

ANDO

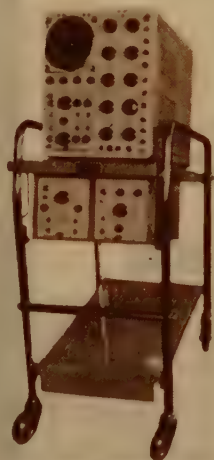
測定器



パルスコープ

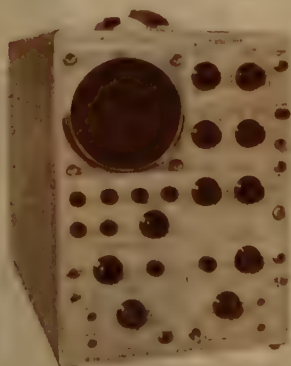
プラグイン式 BP-1035型

5つのプラグイン式ユニット（前置増幅器）を差し変え広範囲に使用出来る所謂シンクロスコープで高速度現象，瞬時現象，不連続現象，パルス波形等の観測に適するものであります。



BP-1305 型

430×320×6000 mm 30 kg



BPD-1045 型

430×320×600 mm 40 kg

前置増幅器 PA-30 H 使用時

使用ブラウン管 5 BHP-2

感 度 0.005 Vpp/cm～20 Vpp/cm

周波数特性 DC～30 MC～30 dB

立上り時間 0.013 μ Sec.

掃 引 時 間 拡大器を含め 0.02 μ Sec/cm～12 Sec/cm

較 正 電 圧 0.2 mV～100 V

5つのプラグインユニット

PA-30 型 広帯域 (DC-30 MC) 用

PA-30H 型 広帯域高利得用

PA-30D 型 2現象観測用

PA-30 DA 型 2現象和動および差動用（新製品）

PA-20G 型 広帯域差動用（新製品）

弊社では本器の他各種のパルスコープを製作しております

BPD-1045 型 4 MC までの2現象観測用

BP-1025 型 2.5 MC までの1現象観測用

BP-1015 型 1 MC までの1現象観測用

BP-2155 型 15 MC までの単掃引可能1現象観測用（新製品）

BPM-1005 型 メモリスコープ（新製品）

告 告 目 次

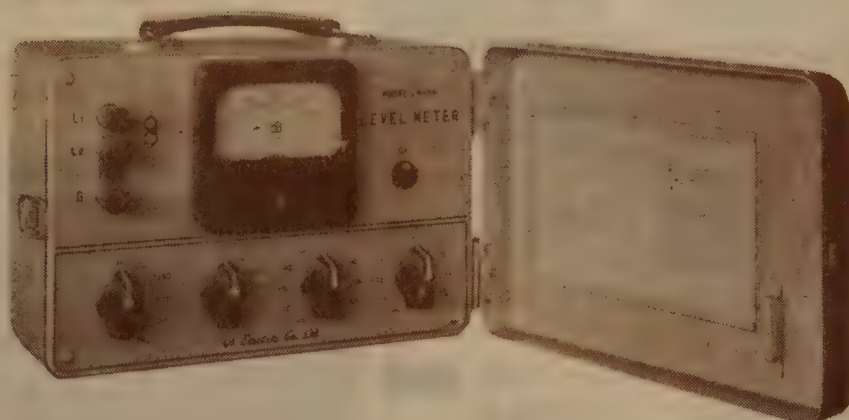
- | | |
|------|-----------------|
| 6月号 | 振動子インピーダンス直視装置 |
| 7月号 | 発振器および選択レベル測定器 |
| 8月号 | 13 GC 帯マイクロ波測定器 |
| 9月号 | 発振器および選択レベル測定器 |
| 10月号 | トランジスタ式選択レベル測定器 |
| 11月号 | 試験符号送出器 |

安藤電気株式会社

東京都大田区仲・蒲田 3 - 4
T E L (731) 1 1 6 1 (代)

高性能小型 レベル測定器

LM-09型



特 長

本器は 200%~ 500kcの周波数範囲の-60 d B m~+30 d B mのレベルが測定可能なレベル測定器であります。

トランジスターを使用しておりますので消費電力が極めて少なく、又形状も小型であり軽量に出来て居ります。革製ケースに収容されて居り携帯に便であります。

電源には小型乾電池を使用し長時間の使用が可能です。連続で約40時間の使用が出来ます。

用 途

搬送周波数範囲の通信機器の調整試験及び保守用として使用され、又携帯に便でありますので屋外にて線路測定、無人端局の調整、試験等に使用されます。

定 格

1. 周 波 数 範 囲 200%~500kc
2. レベル測定範囲 +30 d B m~-60 d B m
3. 入力インピーダンス 200%~60kc: 600Ω 及びHIGH (10KΩ 以上)
50kc~500kc: 75Ω 及びHIGH (1 KΩ 以上)
4. 入 力 回 路 平衡又は不平衡回路
5. 使用温度範囲 -10℃~50℃
6. 誤 差 前記温度範囲に於て±0.5 dB 以内
電源変動9~7 Vに対して±0.5dB 以内
7. 重 量 約3 kg
8. 使 用 電 池 乾電池BL-006P (9 V) 1個



大井電気株式会社

本社・工場 横浜市港北区菊名町 864

電 話 横 浜 (49) 7 8 4 1 (代表)



HAMMARLUND

Mfg. Co., Inc.

世界に誇る **スーパープロ**

SSB RECEIVING EQUIPMENT

SP-600 Receivers

SPC-10 SSB Converter

スピーカー (SP-300型)

ラックマウント型高級8インチ

P.M. 600オームスピーカー



コンバーター (SPC-10型)

SSB用

IF: 450-500 KCS.

AM/MCW 受信用



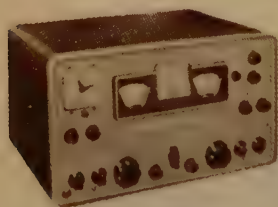
受信機 (SP-600シリーズ)

single or diversity 両用



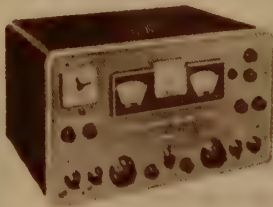
その他製品 (詳細資料御希望の向きは御一報下さい)

Other Hammarlund Communications Equipment



HQ-170

Unexcelled SSB performance on all amateur bands



HQ-180

Professional quality performance, including SSB in a general-coverage receiver



HX-500

A super-performing SSB transmitter for amateur bands. Also available in commercial version within frequency range of 2.0 MCS to 30.0 MCS

Export Agent: Rocke International Corp. New York.

日本総代理店

昌新商事株式会社

東京

東京都中央区日本橋室町2の4 (三和銀行ビル7階)

電話 東京 (241) 3861・5726・5727・4326

大阪

大阪市東区瓦町5の42

電話 北浜 (23) 9568・6903

名古屋

名古屋市東区布池町32 (大洋ビル) 電話 (41) 2531 (代) 内線16

自動化された工業用テレビカメラ

KOWA AUTO-EYE

コーワオート・アイAE-10

このテレビカメラは、トランジスタ化により、小型軽量、携帯にも便利となっています。また、山奥など交流のないところではバッテリーで動作しますから、これまた大変便利です。操作は簡単、明暗の変化に対して自動的に感度が調整されます。このように、コーワオートアイは優れたテレビカメラです。

- 自動化された全トランジスタ式ビデオカメラで、広範囲な用途を持っております。
- 極めて小型軽量でACでも携帯用バッテリーでも動作します。
- 250:1以上明暗変化に追従する完全自動感度調整装置があります。
- 家庭用テレビでも、有線モニターでも、そのまま接続して使用できます。
- 通常F1.4、25mmのレンズが付いており、高感度のため室内撮影も可能です。
- 専用の三本ターレットやズームレンズが自由に取付けられます。なお、三本ターレット用レンズやズームレンズは、当社製プロミナーが用意されております。
- 寸法巾68×高150×奥行205 mm
- 重量 2.45kg



Kowa の 新製品

従来のフィラメント式表示器に比べると、次のような優れた利点を持っております。

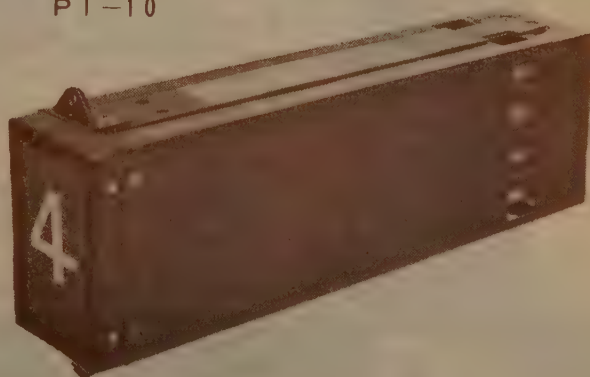
- 投影式のため、従来のものよりもはるかに記号が見やすい。
- 従来のものは、文字に制限を受けておりましたが、この表示器では、どのような数字・文字・記号でも表示できる。
- フィルター交換によって、色の撰択が簡単にできると共に、切り換えにより違った文字をそれぞれ異った色で表示できる。
- 従来のものは、一字が切断されると使用価値がなくなりましたが、本器はそれぞれの記号の光源である電球を交換するだけで永久にご使用いただけます。

性能
 字数12個 字の大きさ40mm×25mm (標準)
 字の種類 0～9 (標準) 希望作成
 寸法 60mm×40mm×195mm
 電源 6V 0.3A

国産〈初〉の記号表示器

PROJECT INDICATOR

PI-10



カタログ請求・お問合せは 興和株式会社電機光学部 東京都千代田区神田東松下町11 TEL (291) 0741～9

山水の無接点継電器

山水電気の新製品“サNSTATT”は、特殊設計による磁気増巾器（実用新案出願中）を利用した無接点リレーで、タイオード、コンデンサー及び抵抗類よりなる画期的な製品です。

新
発
売

サNSTATT



サNSTATTの特徴

- 多用性
入力を多回路とすることが容易で、単なるON、OFF制御のみでなく、多入用OR回路、AND回路、NOT回路また、記憶作用とOR、AND、NOT作用の組合わせを1個の素子で構成できます。
- 耐久性
鉄心と導線によって構成されていますので、非常に堅牢で、湿気、腐蝕ガスにも侵されることなく、寿命は半永久的です。
- サNSTATTには、トランジスタ等の温度の影響を受けやすい部品類を用いていないため、周囲温度-30℃～+50℃まで温度ドリフトがありません。
- 多応性
微小入力用（約0.1mV）、大電力用（約1KVA）、高利得用（約10,000倍）、高速応用（電源周波数で約2サイクル）など広い分野に使用できます。

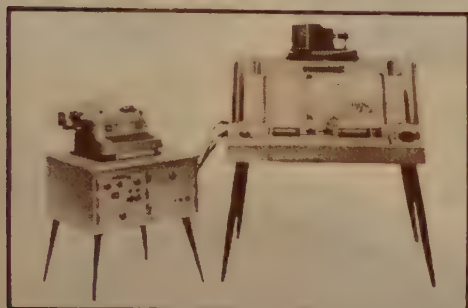
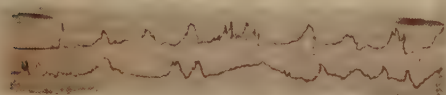
● サNSTATTについてのお問い合わせは三重工場、研究開発をお願いします。



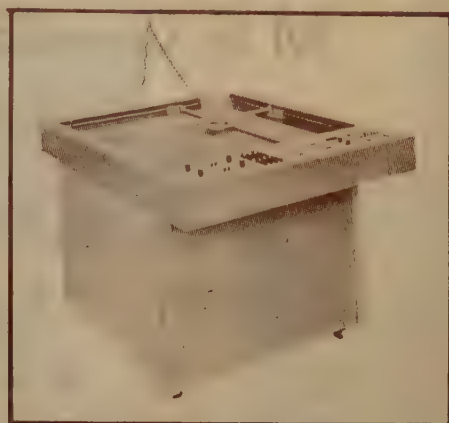
山水電気株式会社

本社 東京都港区南青山4-6-0番地 電話 3328-0111(代)
 工場 東京都三鷹市下連井5-9-9番地 電話 022(3)-1195(代)
 大阪支店 大阪府都島区都島南通9-4-8 電話 035-8009-7819
 名古屋支店 名古屋市中区河出町3-4番地 電話 024-5240

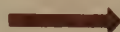
Benson-Lehner Data Processing System



Oscar Model J.
..... Oscillographic Analyzer and Recorder

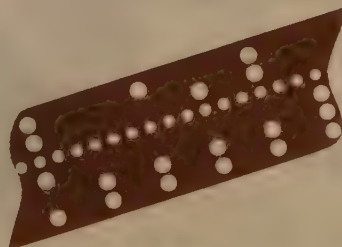


Electroplotter Model J.
..... Graphic Display Eqp.



```

090 230 080 0, +06000 z 0
090 290 080 0, +06000 z 0
090 300 080 0, +05900 z 0
090 270 070 1, +05200 z 0
090 260 070 1, +05500 z 0
090 270 070 1, +05900 z 0
090 280 070 1, +06700 z 0
090 290 070 0, +06600 z 0
090 300 070 0, +06300 z 0
090 270 200 1, 46777
    
```



Digital Computer

A.10 ²	B.10 ²	C.10 ²	D.10 ²
0000	-210	0000	2100
0000	-180	-0000	0000
0000	-100	-0000	1000
0000	-000	-0000	1700
0000	-000	-1100	1500
0100	-010	-1170	1500
1100	-000	-1100	1100
2100	-000	-1100	0070
3100	-010	-1000	0000
4000	000	0000	0000
5100	-000	0000	0010
6000	-000	0000	0011
7000	-000	0000	0011
8000	-000	0000	0011
9000	-000	0000	0011
1000	-000	0000	0011
1100	-000	0000	0011
1200	-000	0000	0011
1300	-000	0000	0011
1400	-000	0000	0011
1500	-000	0000	0011
1600	-000	0000	0011
1700	-000	0000	0011
1800	-000	0000	0011
1900	-000	0000	0011
2000	-000	0000	0011
2100	-000	0000	0011
2200	-000	0000	0011
2300	-000	0000	0011
2400	-000	0000	0011
2500	-000	0000	0011
2600	-000	0000	0011
2700	-000	0000	0011
2800	-000	0000	0011
2900	-000	0000	0011
3000	-000	0000	0011
3100	-000	0000	0011
3200	-000	0000	0011
3300	-000	0000	0011
3400	-000	0000	0011
3500	-000	0000	0011
3600	-000	0000	0011
3700	-000	0000	0011
3800	-000	0000	0011
3900	-000	0000	0011
4000	-000	0000	0011
4100	-000	0000	0011
4200	-000	0000	0011
4300	-000	0000	0011
4400	-000	0000	0011
4500	-000	0000	0011
4600	-000	0000	0011
4700	-000	0000	0011
4800	-000	0000	0011
4900	-000	0000	0011
5000	-000	0000	0011
5100	-000	0000	0011
5200	-000	0000	0011
5300	-000	0000	0011
5400	-000	0000	0011
5500	-000	0000	0011
5600	-000	0000	0011
5700	-000	0000	0011
5800	-000	0000	0011
5900	-000	0000	0011
6000	-000	0000	0011
6100	-000	0000	0011
6200	-000	0000	0011
6300	-000	0000	0011
6400	-000	0000	0011
6500	-000	0000	0011
6600	-000	0000	0011
6700	-000	0000	0011
6800	-000	0000	0011
6900	-000	0000	0011
7000	-000	0000	0011
7100	-000	0000	0011
7200	-000	0000	0011
7300	-000	0000	0011
7400	-000	0000	0011
7500	-000	0000	0011
7600	-000	0000	0011
7700	-000	0000	0011
7800	-000	0000	0011
7900	-000	0000	0011
8000	-000	0000	0011
8100	-000	0000	0011
8200	-000	0000	0011
8300	-000	0000	0011
8400	-000	0000	0011
8500	-000	0000	0011
8600	-000	0000	0011
8700	-000	0000	0011
8800	-000	0000	0011
8900	-000	0000	0011
9000	-000	0000	0011
9100	-000	0000	0011
9200	-000	0000	0011
9300	-000	0000	0011
9400	-000	0000	0011
9500	-000	0000	0011
9600	-000	0000	0011
9700	-000	0000	0011
9800	-000	0000	0011
9900	-000	0000	0011
1000	-000	0000	0011
1100	-000	0000	0011
1200	-000	0000	0011
1300	-000	0000	0011
1400	-000	0000	0011
1500	-000	0000	0011
1600	-000	0000	0011
1700	-000	0000	0011
1800	-000	0000	0011
1900	-000	0000	0011
2000	-000	0000	0011
2100	-000	0000	0011
2200	-000	0000	0011
2300	-000	0000	0011
2400	-000	0000	0011
2500	-000	0000	0011
2600	-000	0000	0011
2700	-000	0000	0011
2800	-000	0000	0011
2900	-000	0000	0011
3000	-000	0000	0011
3100	-000	0000	0011
3200	-000	0000	0011
3300	-000	0000	0011
3400	-000	0000	0011
3500	-000	0000	0011
3600	-000	0000	0011
3700	-000	0000	0011
3800	-000	0000	0011
3900	-000	0000	0011
4000	-000	0000	0011
4100	-000	0000	0011
4200	-000	0000	0011
4300	-000	0000	0011
4400	-000	0000	0011
4500	-000	0000	0011
4600	-000	0000	0011
4700	-000	0000	0011
4800	-000	0000	0011
4900	-000	0000	0011
5000	-000	0000	0011
5100	-000	0000	0011
5200	-000	0000	0011
5300	-000	0000	0011
5400	-000	0000	0011
5500	-000	0000	0011
5600	-000	0000	0011
5700	-000	0000	0011
5800	-000	0000	0011
5900	-000	0000	0011
6000	-000	0000	0011
6100	-000	0000	0011
6200	-000	0000	0011
6300	-000	0000	0011
6400	-000	0000	0011
6500	-000	0000	0011
6600	-000	0000	0011
6700	-000	0000	0011
6800	-000	0000	0011
6900	-000	0000	0011
7000	-000	0000	0011
7100	-000	0000	0011
7200	-000	0000	0011
7300	-000	0000	0011
7400	-000	0000	0011
7500	-000	0000	0011
7600	-000	0000	0011
7700	-000	0000	0011
7800	-000	0000	0011
7900	-000	0000	0011
8000	-000	0000	0011
8100	-000	0000	0011
8200	-000	0000	0011
8300	-000	0000	0011
8400	-000	0000	0011
8500	-000	0000	0011
8600	-000	0000	0011
8700	-000	0000	0011
8800	-000	0000	0011
8900	-000	0000	0011
9000	-000	0000	0011
9100	-000	0000	0011
9200	-000	0000	0011
9300	-000	0000	0011
9400	-000	0000	0011
9500	-000	0000	0011
9600	-000	0000	0011
9700	-000	0000	0011
9800	-000	0000	0011
9900	-000	0000	0011



benson-lehner corporation

総代理店

伊藤忠商事株式会社
東京支社機械第三部

東京都中央区日本橋本町2の4
電話 (661) 代表1211・1231・2171・2181

新製品

MSG-235 標準信号発生器

長中短波高性能SSG!!

変調歪 0.3% 1Mc 1Kc 30%

出力特性 $\pm 0.5\text{dB}$ 全バンド

出力 4V (開放)



その他特長 (性能の一例)

周波数ダイヤル電動式 8秒

搬送波歪が少い -40dB

水晶制御周波数較正器自蔵 0.01%

出力インピーダンス 一定 50Ω

変調特性良好 DC \sim 20kc

矩形波変調可能 DC \sim 3kcまで

重量半減 33kg



目黒電波測器株式会社

東京都目黒区上目黒五丁目二六五八番地 電話(712) 1166 (代) \sim 9・1160

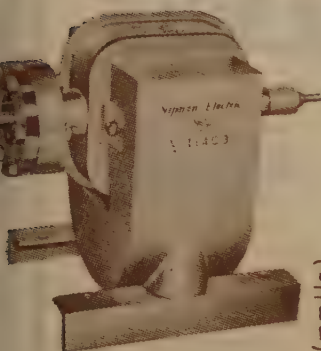
関西地区代理店 相生電気株式会社 大阪市北区富田町34 電話(34) 7 5 5 1 \sim 6

(国電エビス駅
より東急バス
五等車下車)

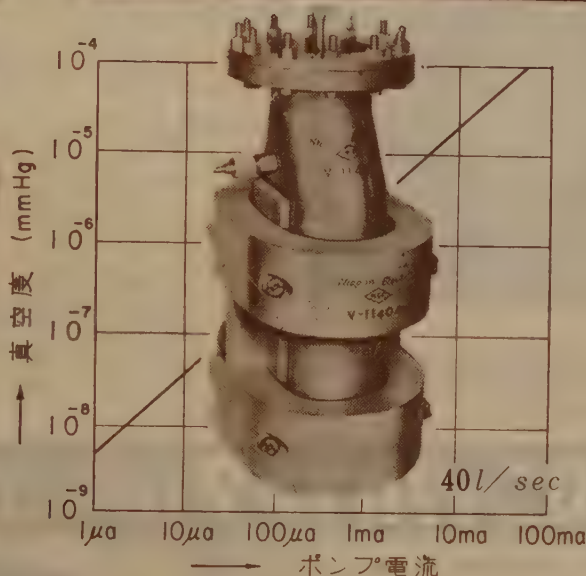
簡単に超高真空 10^{-10} mmHg が得られる!

商品の研究・改良に NEC のイオンポンプの使用をお奨めします

NEC 超高真空 イオンポンプ



8 l/sec



400 l/sec

- 清浄な超高真空を
- 騒音皆無
- 取付位置縦横自由に

NEC イオンポンプは強力な放電によって気体分子をイオン化し、このイオンがチタン陰極に衝突しチタン原子をスパッターさせる。このチタン原子がゲッター作用によりガス分子を吸着し排気が行われる。

特 徴

- 1) 到達真空度 10^{-10} mmHg 以上
- 2) 動作真空度範囲 2×10^{-2} mmHg $\sim 10^{-10}$ mmHg
- 3) オイル等の作動液、機械的に動く部分、フィラメントがなく、トラップ、ヒーター、冷却水が不要で動作中に停電、断水しても、大気にさらしても故障しない。
- 4) 設置に際し取付位置、取付方向、振動、加速度等による制限がない。

超高真空イオンポンプのシリーズには、こゝに紹介したもの他 0.2 l, 1 l, 75 l, 125 l, 1000 l, 3000 l などがあります。蒸着装置も御注文に応じます。

NEC イオンポンプ

全国一手販売特約店



丸文株式会社



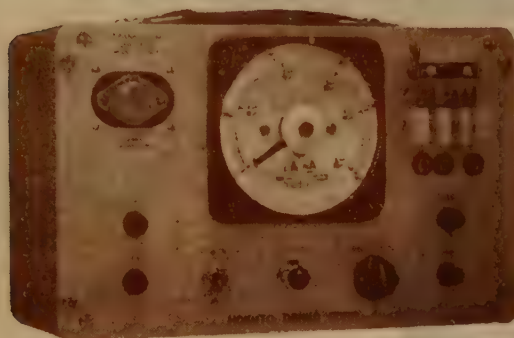
日本電気株式会社

東京都港区芝三田四国町二番

本社 東京都中央区日本橋大伝馬町 2-1 TEL (661) 2286 代表
支店 大阪市西区靱本町 1-38 春陽ビル TEL (44) 5478 代表

- ・ 画期的ワンタッチシステム……
- ・ フッシュボタンを押すだけでトランジスタのチェックはOK!
- ・ パネル面には調整箇所が1箇所もなく、操作はフッシュボタンを押すだけで直ちに広角メータに測定値が指示されます

TC-1071 トランジスタチェッカ



実用新案申請中

規 格

- 1) 測定範囲
一般トランジスタ I_{CBO} 0 ~ 50 μA
 $h_{FE}(\beta)$ 0 ~ 500
 大出力トランジスタ I_{CBO} 0 ~ 5 mA
 $h_{FE}(DC\beta)$ 0 ~ 500
- 2) 測定条件
 I_{CBO} 9V
 h_{FE} { エミッタ電流 1mA
 AC入力(1kc) 1 μA
 h_{FE} { ベース電流 1mA
 コレクタ、エミッタ間電圧 2V
- 3) 測定トランジスタ
 PNP型、NPN型、大出力、中出力、小出力、
 高周波、低周波等の各種トランジスタ
- 4) 精 度
 I_{CBO} h_{FE} $\pm 3\%$
 h_{FE} $\pm 5\%$

エレクトロニックカウンタ HP-2012

- ・ 電話器、ダイヤル、インパルスの測定
- ・ 各種継電器、スイッチのブレイク時間及びメイク時間の測定
- ・ 各種継電器、スイッチ及びダイヤルの2'現象間の時間測定
- ・ 周波数、周期、その他積算計数

規 格

基準時間	1m sec (1kc)
基準時間安定度	$\pm 1 \times 10^{-5}$
分解時間(周波数範囲)	50 μ sec (20kc)
入力数	2回路
計数回路方式	トランジスタ式 10進回路
表示桁数	3桁 0 ~ 999 数字表示管

営業品目

パルス応用機器	放射線測定器
デジタル計測器	通信機器
工業計測器	その他各種測定装置



カタログ贈呈

HD 北斗電工株式会社

本社工場 大阪府吹田市山田下2083 TEL (38) 5701
 東京営業所 東京都目黒区碑文谷3の24 TEL (712) 4157

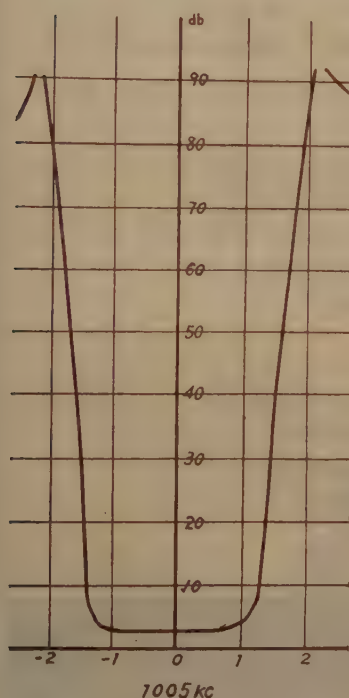
無線通信機用水晶フィルター



周波数 1 Mc から 16 Mc まで SSB 送受信機に、受信機の間周波に、又混信を除去するアンテナフィルターに、 -20°C から 70°C 迄、常に安定に動作する高性能水晶フィルターが完成しております。

▶ 無線送受信機用

▶ SSB送受信機用



型 名	中心周波数	インピーダンス	挿入損失	周 波 数 特 性	
				$B_{0.1}$	$B_{0.6}$
CF-1000	1000kc	4.7 k Ω	4 db以下	2.2 kc	3.8 kc
CF-1005A	1005kc	75 Ω	4 db以下	2.2 kc	3.8 kc
CF-1005	1005kc	4.7 k Ω	4 db以下	2.2 kc	3.8 kc
CF-1475	1475kc	4.7 k Ω	4 db以下	2.4 kc	4.2 kc
CF-1500	1500kc	4.7 k Ω	4 db以下	2.2 kc	3.8 kc
CF-1500A	1500kc	75 Ω	4 db以下	2.2 kc	3.8 kc
CF-4455	4455kc	4.7 k Ω	4 db以下	2.4 kc	4.2 kc
CF-4505	4505kc	4.7 k Ω	4 db以下	2.4 kc	4.2 kc

▶ 受信機中間周波用

CF-1000A	1000kc	4.7 k Ω	4 db以下	3.0 kc	4.6 kc
CF-1006.5	1006.5kc	4.7 k Ω	6 db以下	0.2 kc	$(B_{0.6})$ 0.6 kc
CF-1500B	1500kc	4.7 k Ω	4 db以下	3.0 kc	4.6 kc
CF-1500C	1500kc	4.7 k Ω	4 db以下	0.5 kc	1.6 kc
CF-1500D	1500kc	4.7 k Ω	4 db以下	1.0 kc	1.8 kc
CF-1500E	1500kc	4.7 k Ω	4 db以下	5.0 kc	10.0 kc

▶ アンテナフィルター

中短波、短波帯の受信機にて、混信除去にすぐれた特性を示します。

▶ 中心周波数 1.5 Mc ~ 16 Mc の指定周波数

▶ 通過帯域幅 中心周波数の 3 % 以下

▶ 減衰傾度 60 db/oct.



日本電波工業株式会社

本社及工場 東京都渋谷区西原 1 丁目 21 番地 (地番変更)

電 話 東 京 (371) 2191 ~ 2194

Taiko

好評のある！

PTC・TC継電器

その他各種継電器

PTC-A206継電器



特長

- 1 交流（50%，60％）の僅かな電流で確実な動作をします。
- 2 小形軽量でプラグ・イン（オクタル・ベース）ですから取扱いが簡単です。又、海外からも好評があります。
- 3 ポリスチロールの透明防塵カバーが付いているので外観美しく接点動作を外から見る事が出来ます。
- 4 他の交流継電器に比して廉価な一般目的用の継電器です。（特に接点の電流容量が大きいので中電力の開閉に適します。）
- 5 より小型化を目指す場合はカバーがなく、プラグベースのないTC型をおすすめします。

PTC・TC形継電器の種類

定 格 電 圧 V	
A C	1 0 0
	1 1 5
D C	6
	1 2
	2 4
	4 8
	1 0 0
	1 1 0

定 格

電 格 電 圧 AC 100V 50%，60%

使用電圧範囲 AC 85V～115V

最低感動電圧 AC 85V

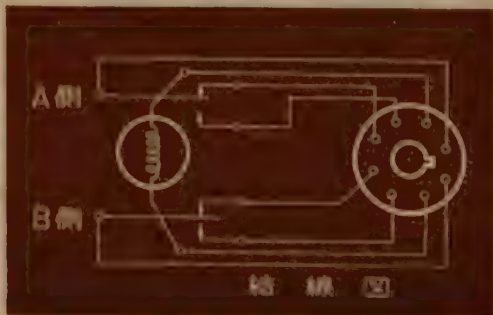
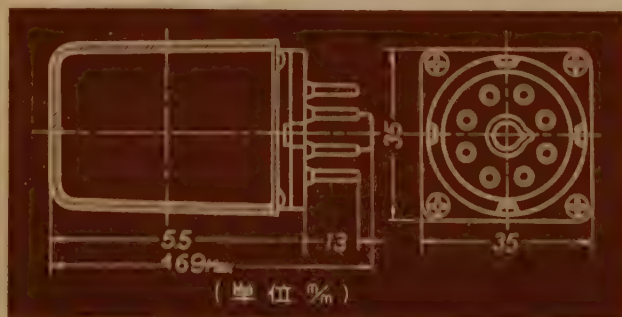
捲線直流低抗 約 1750Ω

絶 縁 耐 圧 AC 500V 1分間

接 点 定 格 5A 最大（抵抗負荷）

接 点 構 成 DPDT（双極双投）

寿 命 10⁵ 回以上



カタログ進呈

株 式 会 社 大 興 電 機 製 作 所

本 社 東京都品川区東中延4の1402

電 話 (781) 7181(代) 6411

工 場 東京・品川 / 栃木・矢板

日・米・英・独・スイス特許
HIGH
PRECISION
PATENTED

世界最高水準品 !! J. MICRO MOTOR

科学技術庁長官賞受賞
特許庁長官賞受賞
大河内記念賞受賞
朝日新聞発明賞受賞
科学技術庁注目発明選定

高信頼度 高追従性 安定性能

D. C. SERVO MOTOR, SERVO MOTOR GENERATOR

マイクロモーターは独特の構造をもつ極めて精巧な微小形低損失直流電動機で、短起動時定数、高信頼度を有し、自重 100 g のモーターの能率 73% という 1/2 HP の直流電動機の能率に匹敵する高性能モーターである。

特に使用経過による作動電流の漸増傾向は全くなく性能は均一かつ安定である。

当社で定めた規格テーブルの数値と製品性能との差異はなく、詳細な仕様規格によって納入します。

特

- (1) 各個特性の偏差が極めて少い
- (2) 直径 18 mm 重量 43 g
- (3) 高能率 0.5 W型 52% 2 W型 73%
(連続定格出力時)
- (4) 定格負荷連続作動 2,000 時間以上
- (5) 右転、左転特性一致

徴

- (6) $-50^{\circ}\text{C} \sim 100^{\circ}\text{C}$ で作動
- (7) 定格出力時定格回転数 3,000,
5,000 r.p.m.
- (8) 180 g の加速度に耐える
- (9) Hg 10^{-3} mm において作動
- (10) 短起動時定数 0.02 秒以下

GEARD MICRO MOTOR TYPE CL-4 B-u 60; 60 rpm,
2 kg-cm Cont. Duty, RATED INPUT 2.2 W

製造品目

微小形低損失直流電動機
微小形低損失直流発電機

微小形速度計発電機付直流電動機
信号用直流電動機



前列左より

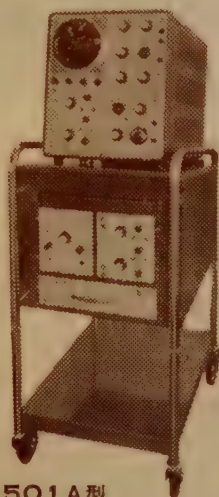
タコジェネレーター内蔵サーボ用マイクロモーター、同軸切換装置内蔵マイクロモーター及び CL-3 R, CL-3 R, CL-2 A, CL-2 A, マイクロモーター

トランジスタテープレコーダー用普及品もございます

日本マイクロモーター株式会社

本社工場 神奈川県川崎市北見方字山下耕地 420 番地の 1 電話溝ノ口 (048) 代表 6191~5 番

日本ではじめての dc~50MC V・Hシンクロスコープ。



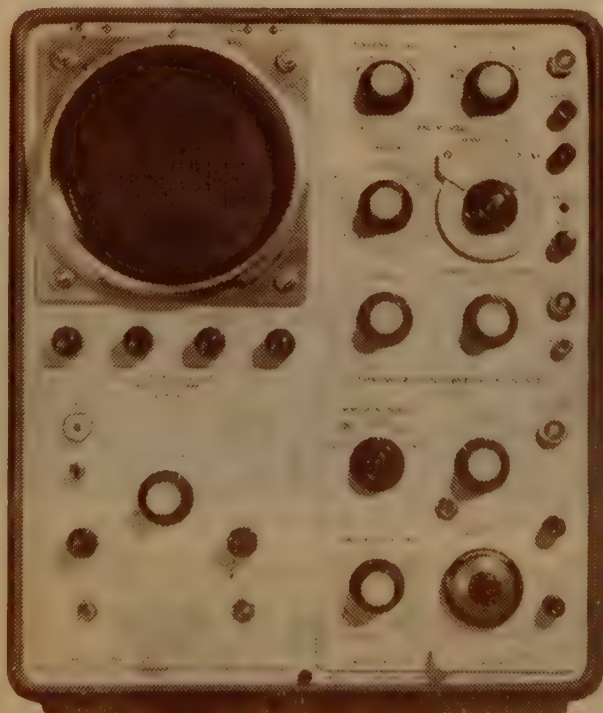
501A型

(本体・プラグインユニット)

垂直軸(Vertical)と水平軸(Horizontal)とをプラグイン式にして、用途に応じて差し換えられるようにした、日本ではじめての広帯域シンクロスコープです。

主な特長

- V(垂直軸)、H(水平軸)ともにプラグイン式ですから、1台であらゆる用途に利用できます。
- 垂直軸増巾部の帯域が dc~50MC と、広帯域です。
- 2 現象切換時の過度歪消去回路をそなえています。
- 掃引速度の微調整ができるので、任意の掃引速度が正確に校正されて読みとることができます。
- 最大掃引速度はいままでの約 2 倍の 10m μ sec/cm です。



詳細は、お近くの計測器販売代行店、または営業所にお問い合わせください。

カタログ請求 横浜市港北区磯子町



松下通信工業
計測器

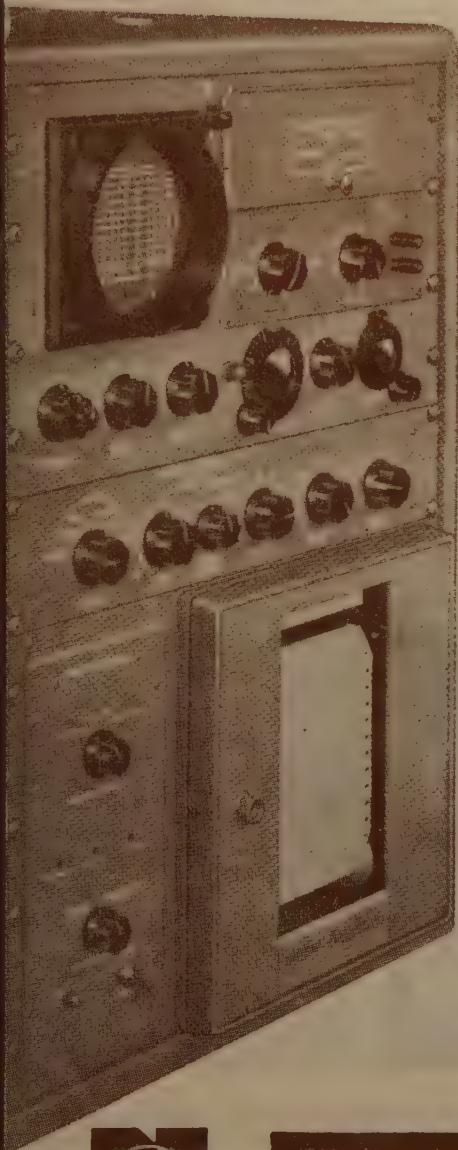


Panoramic
electronics, inc.

新製品

パノラミック エレクトロニクス社製
ソニックスペクトラム分析記録器

2 cps resolution from 5 cps through 20 kc



with Panoramic's **LP-1a**
SONIC SPECTRUM ANALYZER
IN COMBINATION WITH THE NEW
C-2 AUXILIARY FUNCTION UNIT.

新にパノラミック エレ — 重なる仕様 —
クトロニクス社より発表 分析周波数範囲：5～22.500%
された本装置は、LP— 周波数目盛：対数及びリニヤー
1a スペクトラム分析器、 掃引速度：1, 10, 30秒～16時間
新型附属ユニットC—2 掃引巾：20～5,000%迄30個所
及び新型レコーダーRC 選ぶ事が出来る
—3bの組合せによるもの 中心周波数：0～20Kc
で、5～20,000%に於け 分解能：2～200%
る騒音、振動及びその他 録：5"ブラウン管上及び
の現象の波形分析記録を 12"×4½"インク
極めて高効率に行うもの 増巾スケール：リニヤー及び40db
であります。 安定度：5 cps/Hour

日本総代理店



松下電器貿易株式会社

本社：大阪市北区天神橋筋1～14ナショナルビル 電話大阪(35)6531～5,7751～5,0671～4
東京支店：東京都港区芝田村町6～7ナショナルビル 電話東京(581)6411(代表)～7

TEKTRONIX TRANSISTOR-CURVE TRACER

INVALUABLE TOOL FOR EVALUATING SEMICONDUCTOR DEVICES

The Type 575 provides 20-ampere collector displays (10-ampere average supply current), two ranges of collector supply (0 to 20 volts, 0 to 200 volts), and 2.4 ampere base supply (positive or negative base stepping)

With a Type 575, you can plot and measure 7 different transistor characteristics. You can display 4 to 12 curves per family—with input current from 1 microampere/step to 200 milliamperes/step or input voltage from 10 millivolts/step to 200 millivolts/step—in repetitive or single-family presentations. You can select either common-emitter or common-base configurations

Add a Type 175 Adapter and you extend the range of collector displays 10 times and the range of base supply 5 times

You can also test diodes under a wide variety of conditions and observe waveform characteristics on the 5-inch crt with a high degree of accuracy.

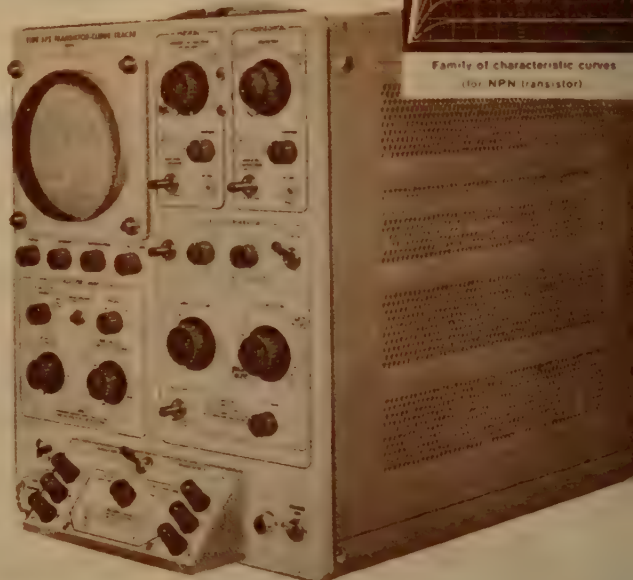
Type 575 Calibrated Displays

Vertical Axis—Collector Current, 16 steps from 0.01 ma/div to 1000 ma/div. Pushbuttons are provided for multiplying each current step by 2 and dividing by 10, increasing the current range to 0.001 ma/div to 2000 ma/div

Horizontal Axis—Collector Voltage, 11 steps from 0.01 v/div to 20 v/div.

Both Axes—Base Current, 6 steps from 0.01 v/div to 0.5 v/div
Base Current, 17 steps from 0.001 ma/div to 200 ma/div
Base Source Voltage, 5 steps from 0.01 v/div to 0.2 v/div

Type 575 Transistor-Curve Tracer . . . \$975



HIGH-CURRENT ADAPTER

For measuring high-powered semiconductor devices which exceed the current capabilities of a Type 575, ask your Tektronix Field Engineer about the Type 175 High-Current Adapter. Not intended for separate use, the Type 175 depends upon the circuitry and crt of a Type 575 to provide 200-ampere collector displays, three ranges of collector supply, and 12-ampere base supply—for calibrated displays with Collector Current on the Vertical Axis and either Collector Voltage or Base Voltage on the Horizontal Axis.

Type 175 Transistor-Curve Tracer
High-Current Adapter \$1425



HIGH-VOLTAGE TYPE 575

Supplied on order from your Tektronix Field Engineer is a special model of the Type 575 Transistor-Curve Tracer. Although similar to the Type 575, the special model provides much higher diode breakdown voltages, ranging from zero to 1500 volts at a maximum current of 100 milliamperes, and a maximum collector supply (up to 200 volts, at 0.5 ampere)

For complete specifications of this special model—call your Tektronix Field Engineer.

Type 575 Mod 122C . . . \$1175

(prices f.o.b. factory)

... for more information about evaluating semiconductor devices with a Type 575 or other Tektronix test equipment, call your Tektronix Field Engineer. He will be glad to assist you.

GENERAL RADIO COMPANY
TEKTRONIX, INC.
ELECTRO INSTRUMENTS, INC.
日本総代理店

緑屋電気株式会社

東京都中央区京橋二丁目三番地 (守随ビル)
電話 (561) 9256 (代) 5848 (輸入課直通)



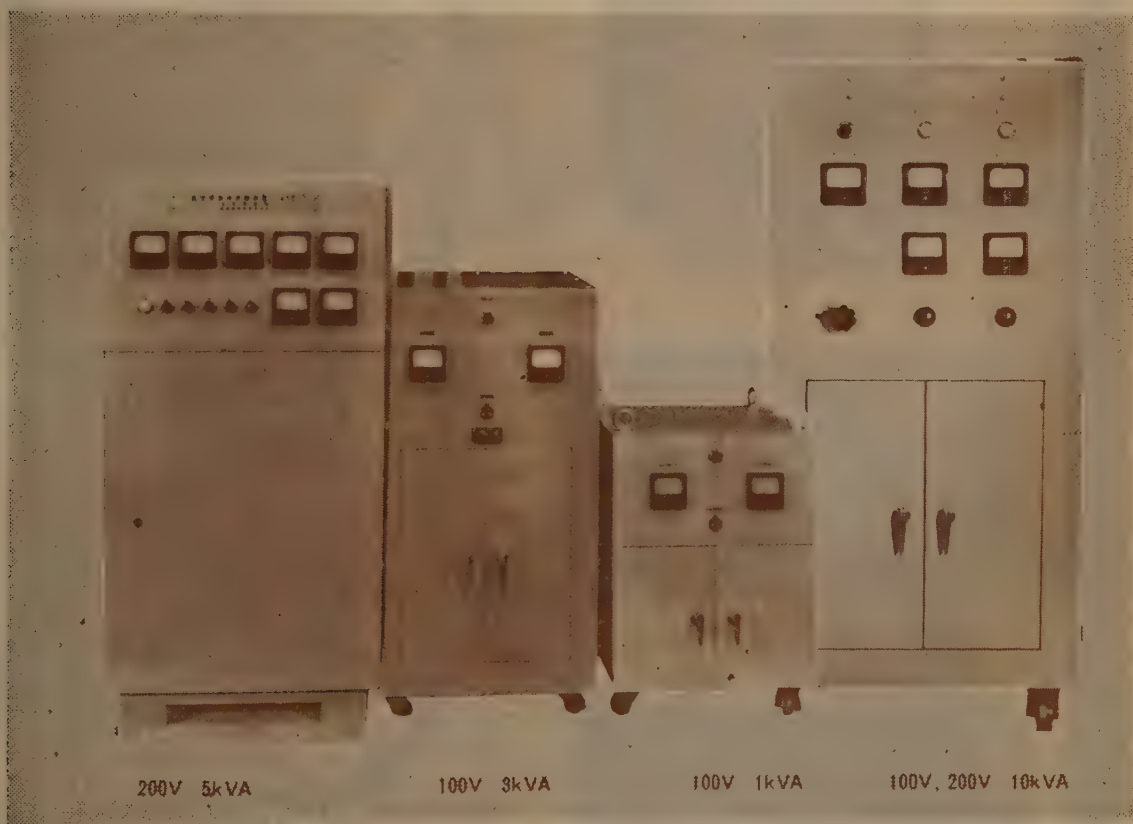
最新型高性能 (特許出願中)

INSTAT 交流自動電圧調整器

☒ インスタット交流自動電圧調整器は、済美電気が、世界にさきがけて開発した最新機です。インスタットは、下記の特長をもっています。

- ①小型軽量 (増巾部は全トランジスター方式) ②完全な実効値検出 ③ノードリフト (温度変化等に対して出力のずれがない) ④ $\pm 0.1\%$ の精度 (電源電圧 $\pm 10\%$ 負荷 $0 \sim 100\%$) ⑤高い速応性

☒ 製作容量 0.2 0.5 1 3 5 7 10kVA



営業品目 ☒

AC, AVR DC, AVR ☒

鉄共振型定電圧装置 ☒

静止励磁機 ACG, AVR ☒

誘導型 AVR 教育用磁気増巾器 ☒

高圧大容量可飽和リアクトル ☒

サーボ増巾器 其他制御装置 ☒

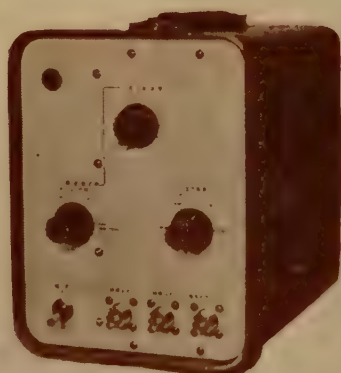
済美電気株式会社

東京都町田市金森1163 TEL (04274) 2193 (代表)

関西方面代理店 日本精密電子工業所

大阪市福島区梅老江上4-19 TEL 大阪 (45) 3184・6116

Square wave generator



TG-670B

小型軽量

発振周波数 60%, 1 Kc, 15 Kc, 250 Kc
出力 1.5V (p-p) 75Ω 負荷
立ち上り 0.02 μs
波形ひずみ 1%以下
重量 6 kg



TG-200D

万能型

発振周波数 1%~1 Mc 連続可変
出力 3V (p-p) 75Ω 負荷
立ち上り 0.02 μs
波形ひずみ 1%以下



TG-200C

スポット周波数

発振周波数 60%, 1 Kc, 15 Kc, 100 Kc
250 Kc, 1 Mc 6段
出力 3V (p-p) 75Ω 負荷
立ち上り 0.02 μs
波形ひずみ 1%以下



日本通信機株式会社

川崎市田尻町90 電話 (2) 3658 (3) 3049 6428-6430

Rikō

スライド・トランス 摺動変圧器

● 電圧の精密調整には

単相 100V / 0~130V
200V / 0~240V
三相 200V / 0~240V

据置型
パネル型
横置型
油入自冷型
電動操作型

製作容量 0.1 → 100kVA

カタログ・説明書・標準仕様書 / 仕様書作成参考資料御入用の方は下記クーポン券を御送付下さい

電圧調整器専門メーカー

東京理工舎

本社・工場 東京都北区田端新町2丁目5番地 TEL (807) 0171(代)
川口工場 埼玉県川口市大字赤井台512番地
大阪出張所 大阪府北区中崎町59番地 TEL (37) 5422



取扱
線
カタログ請求券
スライド・
トランス

高性能 10.7MC 水晶フィルター



規 格

型 名	中心周波数	(6 db) 通過帯域巾	選 択 度	挿入損失	通過帯域内 偏差	入出力インピーダンス	外形寸法
KFD-15K	10.7MC	30 KC	50 KC (75db)	8 db以下	3 db以下	3 KΩ	100×24×26
KFE-15K	10.7MC	30 KC	60 KC (60db)	6 db以下	3 db以下	3 KΩ	75×24×26
KFE-7.5K	10.7MC	15 KC	30 KC (60db)	6 db以下	3 db以下	1 KΩ	75×24×26



10.7MC 水晶弁別器

規格

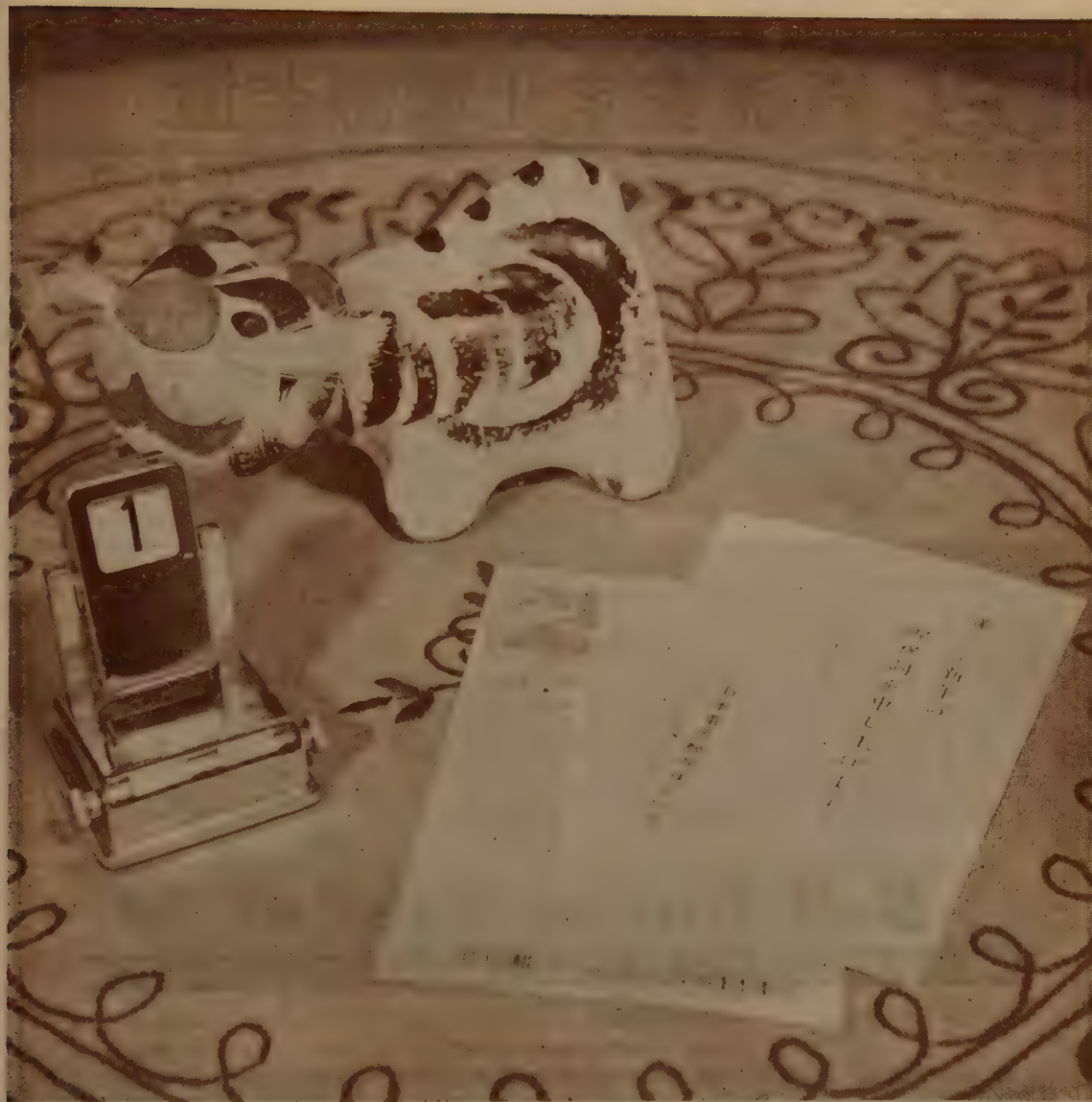
型 名 KDC-10M
中 心 周 波 数 10.7MC
帯域巾 (peak to peak) 50 KC
入力インピーダンス 10 KΩ
出力インピーダンス 500 KΩ
外 型 寸 法 30×20×20

上記周波数のほかSSBをふくむ60KCから
15000 KCまで、製作しておりますので、何
とぞ、御利用を御願い申し上げます。



株 式 会 社 金 石 舎 研 究 所

本社 東京都世田谷区世田谷3丁目2136番地
電 話 (421) 8106-9, 3139
関西 京都市左京区松ヶ崎三反長町5番地
電 話 (7) 2621



VOLCO

日本電源機器株式会社

東京都墨田区寺島町5-130 電話 (611) 2461・2971

出張所 大阪市東区谷町1-7 電話 (94) 1140

吉沢精機工業株式会社

電 (921) 1042, 7088 (929) 0289

電 長野 4 6 0 1

電 新潟 (3) 0 6 0 3

株式会社 朝日商会

電 名古屋 (73) 8147~9, 8140

株式会社 三栄商会

電 大阪 (36) 2 5 5 6 ~ 7

新川電機株式会社

電 広島 (2) 9147~9, 9140

電 高松 (2) 7 3 4 3

電 福岡 (2) 0514 (3) 6344

C&C 直流安定化電源装置

505A形 出力を完全に短落しても **121形**
(全トランジスタ式) 安心です。(特許出願中) (全トランジスタ式)



本器は出力電圧0~40V(連続可変)で6A(最大)の電流が供給できる直流安定化電源であります。

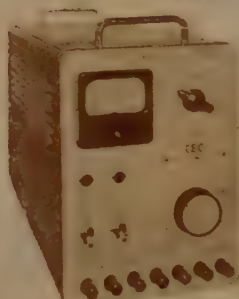
出力電圧 0~40V 連続可変
出力電流 6A
出力電圧安定度 $\pm 0.5\%$ 以内
リップル含有量 2mV 以下
内部抵抗 0.01 Ω 以下
入力電源 AC100V 50~60%
単相
消費電力 最大300VA



本装置は多種類の安定化直流電源を電子計算機用または自動制御プラント用に適するよう総括し、それらの各回路の保護ならびに警報回路を有し、またリレー等による制御運転回路を有する総合電源装置であります。
(仕様により各種を製作しております。)

入力電源 定格(I) AC200V 3相 50/60%
定格(II) AC100V、単相 電圧変動 $\pm 5\%$ 以内

505C形
(電子管式)



本器は出力電圧100~500V(連続可変)で300mA(最大)の電源が供給できる高電圧直流安定化電源であります。

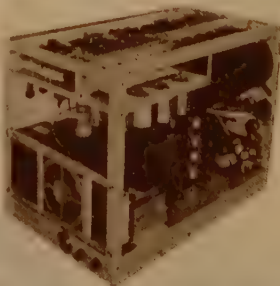
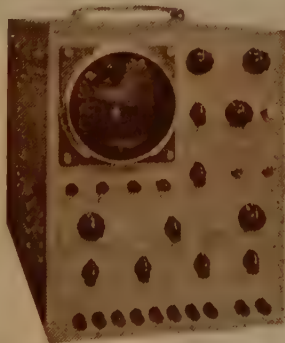
1. 安定化直流高圧
出力 100~500V 0~300mA
安定度 $\pm 0.05\%$ 以内
リップル 1mV 以下
2. 雑用直流出力
出力 5.7~6.9VDC 0~1A
安定度 $\pm 0.5\%$ 以内
リップル 10mV 以下
3. 雑用交流出力(2系統)
出力電圧 6.3V AC (unreg.)
出力電流 3A

B-H Curve Tracer

強磁性体(特にトロイダルコア)の品質管理および研究用としての決定版

124形

本器は後段加速形5インチブラウン管を有するシンクロスコープ系統と2個の直流増巾器を有する検出系統を結合することにより、試料4個を接続し任意の2個を同時に比較および定量測定することができるようになっておりますので、従来この種測定装置では非常に困難であった比較および定量測定をパネル面のツマミで簡単に行なうことができます。



- 測定項目
1. B=B(t) 磁束密度波計
 2. H=H(t) 磁界波形
 3. B=B(H) B-Hカーブ
 4. $B = \frac{1}{N} \frac{d\Phi}{dt}$ (t) 巻線出力
- 測定周波数 50, 60, 350, 420, 1,000, 1,200%
- 感度 B軸 10mV/cm~10V/cm
H軸 100mV/cm~10V/cm
- 位相差 1%~100kc $\pm 5^\circ$
- 使用CRT 5ABP1
- 入力電源 90~110V、50~60%

量カタログ

中央電子株式会社

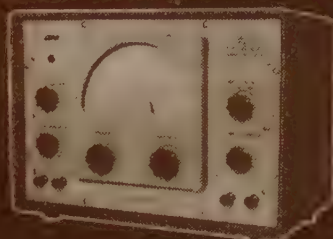
東京都八王子市元本郷町2-155

TEL 八王子(0426)2局2380・6748~9

SV-502 広帯域高感度真空管電圧計



SV-501型のデザインは502型と同一



AG-201 矩形波正弦波発生器

SV-508 P-P V.T.V.M.



1 V.C.Fタイプ・プローブ入力方式です
から外部誘導を受けることなく極微
少電圧を高安定度で計れます。

2 良質な20%~1M%までの矩
形波と正弦波が別々の出力端
子から同時に取れます。

3 2段にわたる蓄積回路に
より0.0001V~1000V
までのパルス電圧測
定が可能です。

SV-502

測定電圧 3.10, 30, 100, 300mV, 1, 3.10, 30, 100, 300Vフルスケール(但し3V以上は倍率器による)
周波数特性 10%~10M% ± 1 dB
(10%~4M% ± 1 dB)
S V - 501型
雑音 3 %
入力インピーダンス 30M Ω 以上並列8PF以内, 10M Ω 並列3PF以内(3V以上)
使用真空管 6R-HH1, 6EJ7 $\times 6$, 6CA4, 6RA2, 6AU6, 0A2, 1N21C $\times 2$, 6R-HH1, 6EJ7 $\times 3$, (6CA4, 0A2, 0A7 $\times 2$)
S V - 501型
外形寸法 205 \times 290 \times 325%
(205 \times 290 \times 305%)
S V - 501型

AG-201

周波数範囲 20%~1M%
矩形波
出力電圧 0~10V (P-P)
立上り時間 約0.1 μ sec
周波数精度 ± 2 %
正弦波
出力電圧 0~10V R.M.S
歪率 1%以下
使用真空管 6AH6, 6AW8, 6CL6 $\times 2$, 12AT7
外形寸法 380 \times 300 \times 245%

SV-508

実用周波数範囲 10%~150KC
測定電圧 0.0001V~1000V (P-P) 6レンジ, 最低レンジ0.01V
入力インピーダンス 2M Ω 8PF
実用最小立上り時間 1 μ sec
実用最少パルス巾 3 μ sec
誤差 ± 5 % (パルス)
 ± 3 % (サイン)
使用真空管 6AU6 $\times 4$, 6AL5 $\times 2$, 12AU7 $\times 2$, 6X4, 0A3,
電源電圧 85~105V, 50~60%
外形寸法 335 \times 180 \times 150%

SANWA

エレクトロニクス測定器

三和無線測器研究所

東京営業所 東京都千代田区神田町1-1 電話 東京 (231) 0621, 3906

■ カタログ御希望の方は本誌名御記入の上〒20円同封して御申込下さい ■

J I S 指定工場 東京電力推奨
品質保証 価格低廉

CONDENSER

D. F 式 コンデンサー
M. P 式 コンデンサー
タンタル・コンデンサー
高・低圧進相用コンデンサー
半導体バリスター(電子回路素子)



東永電機工業株式会社

本社 東京都千代田区丸の内1-1-1 日本交通公社ビル 電話 2117-1391

世界のトップレベルを行く

全Tr化

高安定直流電源装置

本邦で完成!



最大200V 30KWまで
定格出力の0~100% 連続可変
出力電流安定度 $5 \times 10^{-6}/H$
リップル 1×10^{-6} 以下

装置の標準定格

入力交流電圧 200 V
入力交流電圧変動許容範囲 $\pm 15\%$
入力周波数 50または60%
最大出力直流電圧 200 V
出力電流可変範囲 0 から 100%迄連続可変
出力電流変動率 出力電流10%から100%迄の範囲で
 5×10^{-6} /時間以下
出力電流リップル含有率 10^{-6}
スイープ巾 100, 10, 1, 0.1%切替
スイープ時間 15分

I Double yoke type—NMR用・ESR用および Broad line type NMRとESR共用

- a) 本体 磁極直径 300, 210, 150, 100mm 各種
磁極間隙 70~20 mm ポールピース又はスパーサー交換。
磁場強度 gap 60 mm で 5500~20000 Gauss 各種。
磁場均一度 最高 10^{-8} まで

- b) 付属機構 Yoke 直立型, 45°傾斜型, 可動傾斜型(0~90°)回転台 $\pm 200^\circ$

II Bitter type—Hall 係数または ESR用

- 磁極直径 60, 80, 100, 120 mm ϕ 各種
磁極間隙 0~60 mm 可変
磁場強度 磁極間隙 40 mm で 30,000 Gauss まで

III Weiß type—教育用簡易マグネット

IV Helmholtz type—Plasma—サイクロトロン共鳴など

- V パルス磁場として50,000 Gauss以上発生させる空芯マグネット
およびパルサーもあります。

電 磁 石



御引合は第二事業部営業課へ

東京電気精機株式会社



本社・第二事業部
研究所・アポンドビル
工場

東京都千代田区神田仲町2の11
東京都千代田区神田旗籠町2の21
文京区立川

電話 (251) 9186代表 (291) 2096
電話 (251) 4414
川 蒲 田



プリント配線

設計から組立まで
総合一貫作業

試作・特殊用途等何でも
御相談下さい。



米国ミカ社製エポキシガラス基板

総代理店

東洋プリント配線株式会社

営業所 東京都千代田区神田小川町2-3(新小川町ビル8階)

TEL (291) 3381~5 内線28~30

本社・工場 東京都北多摩郡小平町小平学園東区37-1

TEL 国分寺 196, 小平507

技術本部 東京都北多摩郡小平町小平学園東区51-31

CEC

CONSOLIDATED

RECORDING OSCILLO GRAPH

(オシログラフ)

TYPE 5-123



特にプリント・アウト記録を産み出すことの為に設計された画期的なオシログラフで、モジュラー設計、直接ラックに据付可能、最も新しい“Dataflash”技術の採用などをその主な特徴としている。

- 新しいモジュラー設計
- Dataflash の採用
- 即時プリント・アウト記録
- 押ボタン式速度選択
- 完全な前面操作
- チャンネル数は最高 50
- 高感度ガルバノメーター使用
(DC~5000 サイクル)

その他各種オシログラフがあります。

カタログ贈呈

Consolidated Electrodynamics Corp.

日本総代理店

コロンビヤ貿易株式会社

本社
大阪出張所

東京都港区芝田村町1丁目5番地川手ビル
大阪市北区宗是町44番地

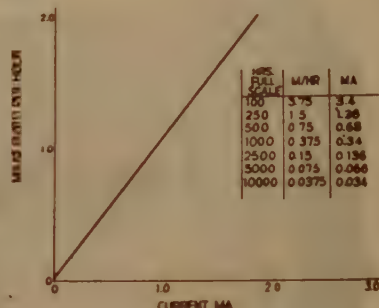
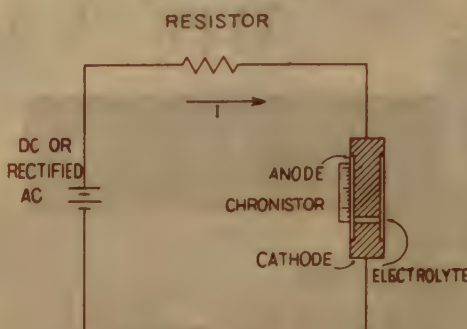
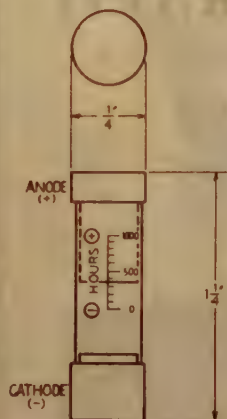
TEL (591) 7206-9
TEL (44) 3067-8

CHRONISTOR

(経過時間指示器)

クロックメーターに代る安価な製品で、微小直流電流を流すと時間に比例してガラス筒内部の指示物が短くなり時間を±5%の確度で示します。電子機器の使用時間指示に最適。

製品は7種類あり。



BERGEN LAB., INC. U. S. A. 日本総代理店

太陽商事株式会社

東京都港区芝新橋5丁目16番地 電話 東京 (431) 5634

アポロ サーマル・リレー

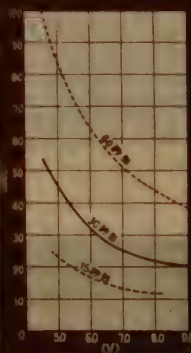
● 各種機器の回路保護 ●

品名	遅延時間 (Sec)	接点負荷(抵抗負荷)		摘要
		(V)	(A)	
6 NO15	15±10%	250 (AC)	2 (AC)	ヒーター容量
6 NO30	30±10%	250 (AC)	2 (AC)	6.3 V 2 W
6 NO60	60±10%	250 (AC)	2 (AC)	9 PMT形

動作周囲温度 $-55^{\circ}\text{C} \sim 80^{\circ}\text{C}$
 ヒーター電圧 2.5, 5.0, 6.3, 12, 25, 100 V
 用も製造しております。



サーマルリレー
動作特性



● 太陽電子株式会社 販売代理店

太陽商事株式会社

東京都港区芝新橋5丁目16番地 電話 東京 (431) 5634

新しい通信機器の設計は

まず回路のプリント配線化から

◎ プリント配線なら専門メーカーの銘光工業にお任せ下さい。

- ★ 配線図や簡単な略図からでも、すぐプリント化致します。
- ★ 設計から製造まで一貫した優れた技術と完全自動化された設備から生れるメイコーのプリント配線はきっと御満足のゆくことと存じます。



TRラジオから 電子計算機まで

メイコーの
プリント配線

AJU 08

銘光工業株式会社

東京都世田谷区福野ケ谷 2-696 TEL (416) 3177 (代表)



高周波絶縁碍子

ボンレックス



アメリカ無線界ではバイレックスを

日本ではボンレックスの御使用を

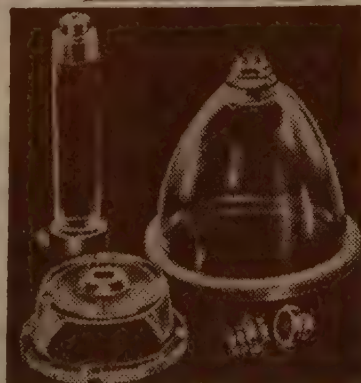
ボンレックスの用途

無線、有線電気通信機器用、超短波医療機器用、ラジオ、放送機
並に テレビジョン、船舶及び汽車、電車、理化学、火薬容器、
ウエルダー機器用 ◎原子力平和利用・各機器碍子

○貴社御考案の別形製作の場合は詳細御一報次第参上御説明申上ます

株式会社 ボン碍子製作所

東京都千代田区神田松永町 19 番地
松永ビル TEL (251) 8 8 9 4 番



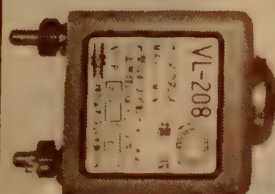
信用ある全国無線部品店にあり。

カタログ進呈

本誌名記入の上お申込み下さい。

可変インダクタンス線輪

- インダクタンス可変範囲10倍、Qが高い
- 直流重量に対しLが安定
- 泸波器、発振器、等化器、同調回路用

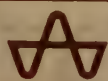


CAT. NO	最小(H)	中間(H)	最大(H)	直流抵抗	直流電流
VL-201	0.002	0.006	0.02	0.5Ω	100Ma
VL-202	0.005	0.015	0.05	1.5Ω	60Ma
VL-203	0.011	0.04	0.11	3.0Ω	40Ma
VL-204	0.03	0.1	0.3	8.5Ω	30Ma
VL-205	0.07	0.25	0.7	21Ω	20Ma
VL-206	0.2	0.6	2.0	50Ω	15Ma
VL-207	0.5	1.5	5.0	120Ω	10Ma
VL-208	1.1	4.0	11	350Ω	7Ma
VL-209	3.0	10	30	900Ω	5Ma
VL-210	7.0	25	70	2,100Ω	3.5Ma
VL-211	20	60	200	4,900Ω	2Ma
VL-212	50	150	500	12,000Ω	1.5Ma



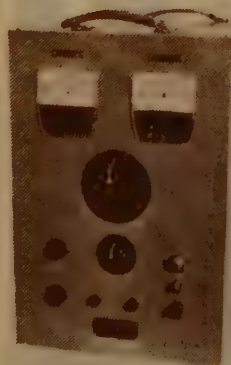
株式会社 タムラ製作所

本社 東京都新宿区柏木4丁目689番地
電話 東京 (371) 7206代表



トランジスター式安定化直流電源装置

新製品!!



36V 10A

特徴

- 1) 押鉛スイッチの採用により取扱容易である。
- 2) 入力及負荷の変動に対して応答が速い。
- 3) 過負荷及短絡に対する保護装置がある。
- 3) ドリフトが非常に少い。
- 5) 蓄電池と違い保守が不要である。

営業品目

AM, FM標準信号発生器 各種導引信号発生器
トランジスター定数測定器 歪率, レベル測定器
真空管電圧計 ラジオ・テレビ用測定器
空中線共用装置 自動電位差測定装置

入力電源 1φ 50/60% 90~110V
出力電圧変動 入力電源電圧及出力電流の全変動に
対し0.1V以下
調動率 5mV以下 (r.m.s)
出力極性 正、負何れも可能
出力計 電圧計及電流計
過電流防止装置 トランジスター式防止装置使用
大電流のものは継電器併用

型名	出力電圧	出力電流
DT-6F5	DC 6V	DC 5A
DT-6F10	〃 6V	〃 10A
DT-6F20	〃 6V	〃 20A
DT-12F5	〃 12V	〃 5A
DT-12F10	〃 12V	〃 10A
DT-12F20	〃 12V	〃 20A
DT-24F5	〃 24V	〃 5A
DT-24F10	〃 24V	〃 10A
DT-24F20	〃 24V	〃 20A
DT-30V0.5	DC1~30V	DC0.5A
DT-36V5	〃 1~36V	〃 5A
DT-36V10	〃 1~36V	〃 10A
DT-36V20	〃 1~36V	〃 20A

大央電気株式会社

東京都三鷹市上連雀754番地
電話 武蔵野 (022) 3局 4107代

別仕様にも応じます

DAIOU DENKI

*新製品

0.008cps~1200cps



MODEL 453

本社 東京都大田区馬込町西4-67 電話 (771) 9191 (代表)

WIDEBAND DC AMPLIFIER

MODEL 112A

- ± 2 μ v Stability for over 400 Hours
- < 5 μ v Noise
- 100 K Ω Input, < 1 Ω Output Impedance
- ± 45V, ± 40 mA Output
- 40 kc Bandwidth
- 20 to 2000 Gain with Standard plug-in
- Integral Power Supply

- Equivalent Input Drift (After Warmup)..... Less than 2 μ v for 400 hours.
- Equivalent Input Noise..... Less than 5 μ v peak to peak from 0 to 3 cps.
..... Less than 5 μ v RMS from 0 to 750 cps.
..... Less than 12 μ v RMS 0 to 50 kc.
- Input Impedance..... 100,000 ohms. Output impedance less than 1 ohms.
- Gain..... Ten steps from 20 to 1000 with continuous 1 to 2 times vernier adjustment of each setting.
- Gain accuracy..... 0.5% DC to 2 kc.
- Micro-Gain..... Control permits adjusting individual gain setting to 0.01 % gain accuracy.
- Gain stability and linearity..... 0.1 %
- Frequency response..... ± 0.1 db to 2 kc, ± 0.3 db to 10kc, less than 3 db down at 40 kc.
- Output capability..... 40 mA into 10 to 400 ohms, ± 35 volts into 1000 ohms, ± 45 volts into 10,000 ohms.

自本総代理店
兼松株式会社

東京支社電子部

東京都千代田区丸の内1(東京海上ビル新館) 電話(281) 6811(大代表)

超低周波



ファンクション・ゼネレータ

本機は0.008cps~1200cpsの正弦波・三角波および矩形波を10進法、5レンジに分割して発生する極めて安定な超低周波発振器で、出力電圧の周波数特性は、本質的にフラット、波型およびレンジの切換えにより、ほとんどトランジスタを発生せず、新たに与えられた波形で発振します。また、周波数表示のpeak to peak形、電圧計が組込まれてい

電 源	100 V, 50/60cps, 140 V A
寸 法・重 量	545 × 260 × 455mm, 20kg
全周波数	0.008cps~1200cps
精度	2% (ダイヤル目盛の±0.03)
出力	始動後5分~6分に対し.....最大±1%*
	電源電圧の10%変動に対し.....最大±0.5%
負 荷 抵 抗	正弦波, 三角波, および, 方形波.....平衡, および, 不平衡, 最小, 2 K Ω
最大出力電圧30 V p-p
周波数特性	1000 cps に対し.....最大 ±2%
波 形 (正弦波)	0.008cps~100cps.....最大 1%
	100cps~1000cps.....最大 2%
出力インピーダンス約 25 Ω
電 圧 計0~30 V p-p
同期出力正弦波, 三角波の正の最大点, 方形波の正立上り点に同期
電 圧 範 囲最大 -10 V p-p
バ ル ス 巾最大 5 μ S

* ×0.01レンジを除く

主要営業品目

真空管電圧計・オシロスコープ・低周波発振器
直流安定化電源・カーブトレーサ・矩形波発生器

株式会社 菊水電波

玉川工場 川崎市新丸子東3-1175 電話(0447) 2-8171 (代表)



MODEL 502B

AC/DC DIGITAL
VOLTMETER

- ACCURACY
AC V: 0.1% ± 3 DIGITS
DC V: 0.01% ± 1 DIGITS
- RANGE AC
0.001~999.9V RMS
30~10,000cps
- RANGE DC
± 0.0001~± 1.000V

お問合せは...

総発売元

株式会社 菊水電波

東京都大田区馬込町西4-67 電話 (771) 9191 (代表)

UHF



試験用発振器

2C39Aを使用したUHF帯の発振器であります。
専用電源も用意しております。

型 名	CO-39A-3	CO-39A-10B
周 波 数	250~700Mc	400~1.000Mc
誤 差	±1%	±1%
出力レベル	10W以上	10W以上
出力接栓	S(J) 50Ω	S(J) 50Ω
電 源	CO-PS-3または4型	

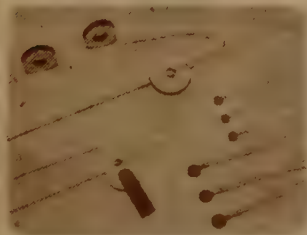


CO-39A - 3型

日本高周波株式会社

本社・工場 神奈川県横浜市港北区中山町1119 電話 川和 15番
東京事務所 東京都港区芝南佐久間町1-55 和田ビル 電話 (501) 9588・2662
東京研究所 東京都文京区菊坂3 電話 (921) 1970

最高性能のOS半導体製品



OSサーミスタ

温度測定用 時間遅延用
温度補償用 サージ電流吸収用
振巾制御用 各種測定および分析用



OSバリスタ

接点火花消去用
回路電圧安定用
サージ電圧抑制用

電気接点

マイメ水自動水晶電交換機モーター
イク動晶品発振子小型恒溫器
クロタ振子用・その
・リ換機
モレ機
ー電
タ器
用用用用他



株式
会社

大泉製作所

本社 東京都練馬区貫井町410番地 電話 (991) 1101 (代) 番
銀座営業所 東京都中央区銀座西7丁目6番地 (福田ビル) 電話 (571) 8500・8501 番

オールトランジスタ安定化直流電源



40機種発売中

2ケ年間保証

TPO型シリーズ

UP型シリーズ

WP型シリーズ

H型シリーズ

パッケージ型

① 株式会社高砂製作所

川崎市二子662

TEL (701) 4391・(0448) 4111代

トランジスタ式イメージオルシコンカメラ

- ◆全トランジスタ化されている為小型・軽量で消費電力が僅少(約200W)です。
- ◆4本レンズターレット方式、ズームレンズも使用可能です。
- ◆真空管式カメラ以上の安定性と機動性を有しています
- ◆電気部品は夫々のプリント基板に取付けられ全部展開出来る構造になっていますので保守・点検が容易です。(現在CBC、信越放送・北陸放送等の民放各局で御使用中であります)



トランジスタ式超小型テレビ中継車

- ◆我が国最初の全トランジスタ式テレビ中継車で、上掲のイメージオルシコンカメラをはじめ、構成機器はすべてトランジスタ化されておりますので消費電力極めて少く且つ電源を自蔵しておりますので中継放送に優れた機動力を発揮致します。

(北陸放送で活躍中のTR式中継車)

(本機は日本電子機器製作所との共同製作です)

池上通信機株式会社

本社・川崎工場 神奈川県川崎市元木町21番地 電話 川崎(2) 7314(代) (3) 0376

東京営業所 東京都港区芝西久保巴町49(三角ビル) 電話 (431) 5536・5686・5750

あらゆる
直流電源
に.....

スタンレー セレン/シリコン整流器

直流機器の心臓部には、最高の設計技術で完べきの性能を誇るスタンレー整流器をご用命下さい。アフターサービスも満点ですから安心してご使用願えます。

特 長

- 品質が均一であること。
- 効率がきわめて高いこと。
- 性能が安定し寿命が長いこと。
- 取扱い・保守が簡便であること。
- 価格が経済的であること。

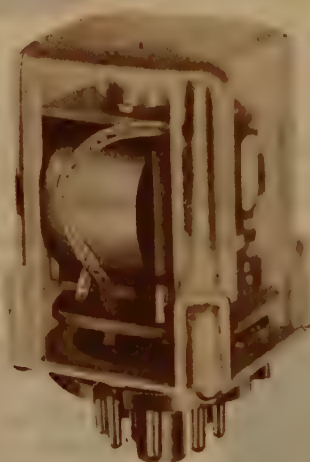


STANLEY

カタログ呈 東京都目黒区中目黒2-605 スタンレー電気K. K. 宣伝課275係あて

水平型・平型・双子接点型・有極型・小型(交・直流用)・その他特殊型各種

継電器



カタログ進呈

MA2P型(DC用)

定格電圧	6, 12, 24, 48, 100 VDC
動作電力	最少 0.4 W
	最大 2.5 W
接点組合	2 回路 切換
電流容量	2 A (100 VDC)
	無誘導負荷
取 付	プラグイン型 (オクタルソケット)
寸 法	51×35×35 mm (取付面上)



株式 会社 **高見澤電機製作所**

東京都品川区西大崎3-515
TEL. 大崎 (491) 代表 2136
工 場 東京・信州第一・信州第二

関西地区代理店 関西制鋼機器株式会社

大阪市淀川区本庄川崎町 3-26 TEL (37) 9859

人工衛星観測用 広帯域 ログ・ペリオディク空中線



形 式	対数周期形アンテナ
使用帯域	38MC~62MC
相対利得	6 dB
パターン	E面 $\pm 34^\circ$, H面 $\pm 53^\circ$
前 后 比	23.5dB
VSWR	50 Ω に対し1.5以内
接 栓	N形またはS形
インピーダンス	50 Ω 同軸



日本電業工作株式会社

本 社：東京都千代田区神田須田町2-19 TEL (251) 7381(代)~4
工 場：東京都練馬区旭町349 TEL (933) 4171(代)~4
大阪出張所：大阪市北区堂島上1-2 新山本ビル内 TEL (312) 1961
福岡出張所：福岡市福岡呉服町37 赤坂門ビル内 TEL (4) 8198



マイカ コンデンサ シルバード マイカ コンデンサ

(呈カタログ)

通信機用、ラジオ、テレビ用各種、特殊な精密容量の御指定に応じます



マイカ フィルム

コンデンサ用、トランジスタ絶縁用、カレントチョッパースペーサマイカその他

シルバード マイカ フィルム

コンデンサ用、テレビ送信管、バイパス用その他

当社多年の経験の技術によって高信頼度の製品を御納めいたします。

日特電機株式会社

(旧日本特殊マイカ工業株式会社)

東京都品川区東品川4丁目33
電 話 (491) 1053・4814・8041・8251
加入電信：22-801 (WUMMO TOK)

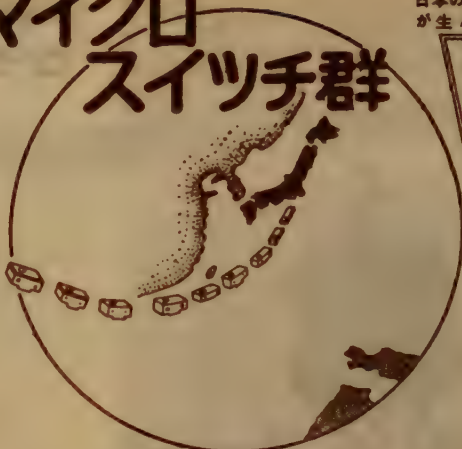
箱詰マイカコンデンサ各種御用命に応じます

世界に燦然たり……

1960年



2極マイクロスイッチ群



日本の技術
が生んだ

革新

技術

世界で通用
にして

特徴と性能

この二極マイクロスイッチは本邦に於いては勿論、又その品類に於いては従来の単極の基本型と同一に絶ゆる品類が完成致しましたことは世界でも最初の画期的なものです。この成功の理由は本器が応答の動き(M. D.)に於いて外品品の欠陥(応答の動きが大いこと、これは二極マイクロスイッチが海外に於いても、国内に於いても普及されない理由の一つと考えられます)を完全に除去したことです。これは正しくマイクロスイッチの革命新分野への冒険とまで云われる理由です。そして更に特徴は次の如く追加されるのです。

- | | |
|--------------------------------------|--------------------------|
| (1) 外寸、取付位置は単極基本型と同一 | 耐 圧 1000V. A. C. 一分間 |
| (2) 機械的寿命は50万回以上、接点間隔は従来の単極品より広い。 | 絶縁抵抗 500V. 1000MΩ以上 |
| (3) 動作力、応答の動きも単極型と同一 | 動作に必要な力 (O. F.) 300~450g |
| (4) 単極品を2ヶ並べて使用すると同一スイッチの投入、切断は2回路同時 | 動作迄の動き (P. T.) 0.5MAX. |
| (5) 規格 | 動作後の動き (O. T.) 0.13MIN. |
| 電流容量 125~250V. 10A. A. C. | 戻りの力 (R. F.) 114gMIN. |
| | 応答の動き (M. D.) 0.01~0.15 |



日本開閉器工業株式会社

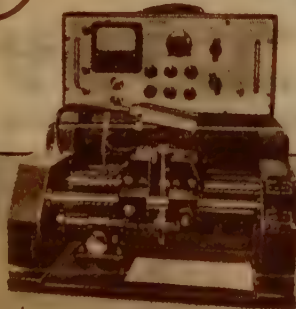
東京都大田区馬込東 3-644

TEL 東京 (772) 代表3181-5

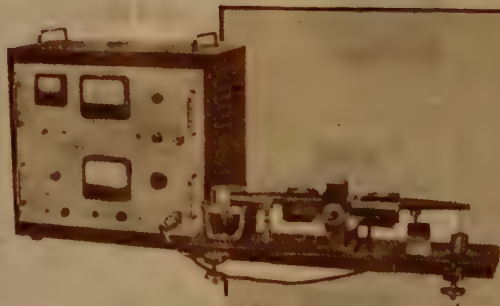


共栄電子の

トルク計と バランスングマシン



バランスング・マシン
KDV-1VA



トルク計
OS-138型

営 業 品 目

動 釣 合 試 験 機	指 示 騒 音 計
振 動 計	回 転 計
ト ル ク 計	騒 音 分 析 器

共栄電子測器株式会社

東京営業所	東京都千代田区神田司町2の5	電話(231)3684-3784
大阪営業所	大阪市北区太融寺町8アトラスビル	電話(36)8176~8
工 場	東京都板橋区志村本蓮沼町107	電話(904)4906

小型軽便な

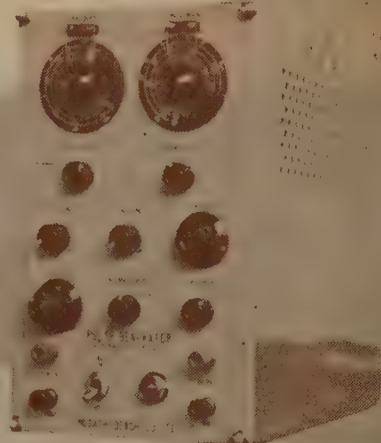
全トランジスタ式パルス発生器

本器は矩形波及び三角波パルス発生器で、種々その波形を変えることが出来る様に設計されています。

主に、音声源・ピッチ聴覚用テスト、或は、波形の変換用として又一般のパルス発生器としても使用出来ます。

性能

- ①繰返し周波数 50%～5000%
(3段切換連続可変)
- ②パルス巾 $50\mu\text{S} \sim 15\text{mS}$
(4段切換連続可変)
- ③極性 正又は負
(アース基準)
- ④出力レベル 最大15V (負荷 600 Ω の時)
(出力調整付)
- ⑤内部インピーダンス 600 Ω 以下
- ⑥外部同期 2V以上で駆動 正弦波 P.P.
- ⑦電源 AC 100V $\pm 10\text{V}$ の変動に
対して安定に動作する

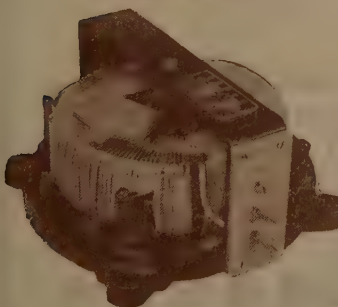


武蔵電子工業株式会社

東京都北多摩郡狛江町和泉150
TEL (416) 3155 代表

測定器、制御機器用

パネル型摺動変圧器



測定器、制御機器等の電源電圧調整にパネル型摺動変圧器の使用をお奨めします。
当社は小は一次 30V、二次 0～30V 1A 程度のものから、大は一次 100V、二次 0～130V 40A、一次 200V 二次 0～260V 30A 等の大容量のものまで種々製作しております。

写真上は一次 100V、二次 0～130V 1A の標準品、下は一次 100V、二次 80～120V 30A の特殊品です。

二個又は三個を同一軸で摺動させる三相用、二個の摺動変圧器と補助変圧器を組合せた微細調整型(定格例、一次 100V、二次 0～130V $\pm 5\text{V}$ 、10A)一次、二次巻線を別々に巻いた絶縁型等の特殊品も製作し、各方面に広い利用が考えられます。シャフトの回転トルクは 100V 5A の標準品で 0.3kg-cm 程度で小容量のモーター駆動により自動調整に使用することが出来ます。

またマイクロ・スイッチを数個とりつけ、シャフトにつけたカムによりこれを作動させ、任意の電圧値で任意の回路の断続をさせることも出来ます。

約 10 万回程度の使用に耐え、定期的に手入を行えば、十数年の長期使用も可能です。測定、検査等に計器類と組合わせ、又電源電圧降下の昇圧用に单相、三相の単独使用型も製作しております。型録、寸法図を準備しております。

特殊品に関するお問合せを歓迎致します。

東京精電株式会社

東京都港区麻布六本木町12(おつなビル)
電話 東京 (402) 2427

高信頼性絶縁形皮膜抵抗器

(略称：RM型抵抗器)

MIL-LINE

RM-1



RM-1



RM-2



Actual-Size

70°C部品の完成!

形状は小さい

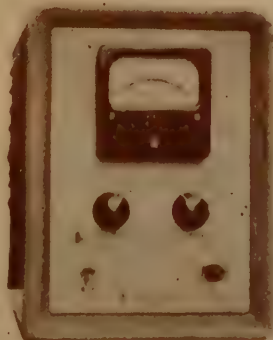
安定性が高い

信頼度が大きい

理研電具製造株式会社

東京都板橋区志村小豆沢4の6 電話(901)6176(代表)

テープ速度誤差検出計



テープ速度の誤差を検出直読する装置としてデータレコーダー、音響用レコーダー等のテープスピードを計るのに最適です。

特に同期モーターを使用している機械で電源周波数が変わっている場合でも自動的に標準周波数に対する誤差が表示されます。

検出範囲 ±2.0%

最小目盛 ±0.1%

テープ速度 7⅝" 3⅝" 用(但標準テープの交換により他のスピードも自由に測定出来ます)

電源 AC50/60% 35VA 全トランジスタ式

この装置は適当なアダプターを附属させて回転体のスピード偏差も読取ることが出来ます。

他の営業品目

データレコーダー各種
超低圧安定化電源
電子器機設計製作



城山通信株式会社

東京都中野区上町11

電話(381)5478, 5485

モリオーム

精密巻線抵抗器

ステアタイトボビン分割無誘導巻

M55

寸法 $7\frac{7}{8} \times 12\frac{1}{2}$

抵抗値 $0.1\Omega \sim 225k\Omega$

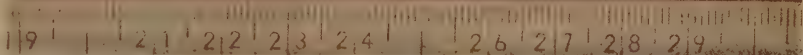
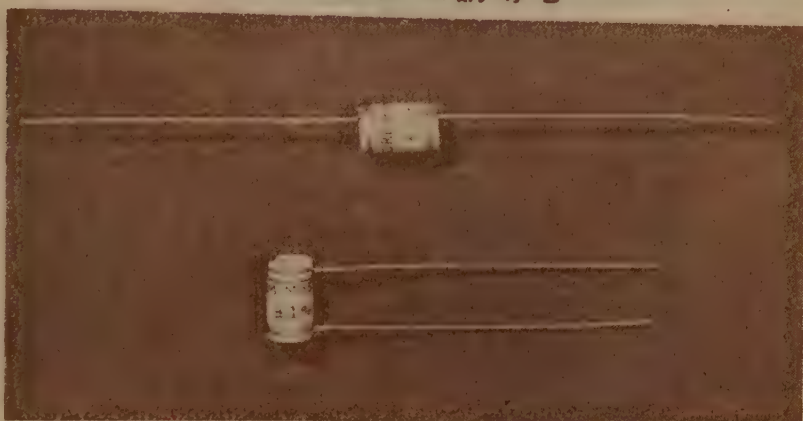
誤差 $\pm 1\% \sim 0.1\%$

温度係数 2×10^{-5} 以下

その他13種

0.1 W ~ 2 W

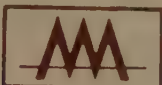
0.1 Ω ~ 6 M Ω



モリ通信機株式会社

東京都荒川区日暮里町3丁目606番地

電話荒川 (891) 5214 (代) 5428



新製品

VISIGRAPH ビシグラフ

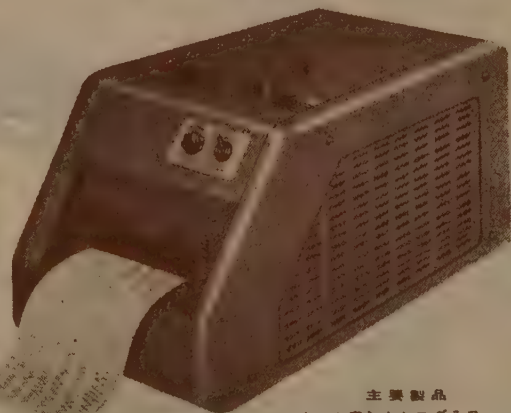
FR-101-X型

暗室からの解放，無現像方式の電磁オシログラフ

- ・現像操作のまったく不用な
- ・露光直後に観察できる
- ・高感度ガルバノメーターを使用
- ・大振幅でもアークエラー（内弧歪）なしに記録
- ・操作も保守も容易

主な仕様

- ・エレメント数 12
- ・ガルバノメーター 電磁制動方式 高感度G型
- ・光学系 30cm
- ・記録紙 幅153mm，長さ30.5m
- ・記録速度 1, 2, 5, 10 cm/sec
(スイッチによる切換)
- ・記録線速度 約750m/sec
- ・刻時 1/20, 1/100 sec および 1/10sec
- ・電圧 AC90 ~ 110V, 50または60% 350W
- ・寸法 本体 24.5 × 23 × 39, 電源部 13.5 × 20 × 25.7
- ・重量 本体 約14kg, 電源部 約10kg



主要製品

- ・インク書きオシログラフ
- ・電磁オシログラフ
- ・6現象ブラウン管オシロスコープ
- ・遠隔増幅器
- ・万能歪記録増幅器
- ・ブラウン管連続撮影装置

販売元 三栄測器商行株式会社

東京都新宿区柏木1-95 Tel. (371) 7117-8, 8114-5

製造元 三栄レコーダー製造株式会社
(記録部関係)

三栄測器株式会社
(電子管製品関係)

米国エムパイヤーサイエンティフィック社製

ガウス・メーター

D-900型

仕 様



- 測定範囲 0.3~30,000ガウス(フルスケール)
- 精 度 $\pm 2.0\%$ 安定度: $\pm 0.5\%$
- 使用温度範囲 周囲温度85℃迄影響なし温度偏差0.076%/℃
- 周波数特性 DC~400%
- 電 源 DC 6V $\times 2$ 又はAC 100V 50~60%
- 出 力 最大5Vp/p (2KC搬送波を含む)
- プローブの寸法 0.6%厚 5%幅 50%長

◎星カタログ

◎用途により各種のプローブがあります。

EMPIRE SCIENTIFIC CORP.

1075 STEWART AVE.,
GARDEN CITY, N. Y.
PIONEER 11-2700

日本総代理店

朝日通商株式会社 営業第二部
機械第二課

東京都千代田区平河町2丁目2番地 電話 東京 (301) 4321 (代表)

バリスター

サーミスター

営業品目

サーミスター
流速計

サーミスター
バリスター
亜酸化銅整流器
サーミスター 温度計
サーミスター 温度調節器
サーミスター 風速計
サーミスター 流速計

SD 株式会社 芝浦電子製作所

本 社 東京都板橋区前野町1~3 電話 (961) 5328(代)
川口工場 埼玉県川口市飯塚町1~346 電話 川口 3253

優れた設備の工場から、優れたパーツ！

カタログ進呈

御希望の方は本誌名記入の上
PR課まで申込み下さい。



ミツミ電機株式会社

東京都北多摩郡狛江町小足立1056
TEL (416) 2219・2619・2692

今やプリンターの附属しない
数値測定装置は過去のものとな
りつゝあります。プリンター
は数値測定装置の重要部品
となりました。

性能

- 桁数 6, 12, 6+6, 6+6+6
-5, 桁の各種
- 入力 +8V以上、インピー
ダンス100KΩ 0~9, - (12POS)
- 操作 手動及自動遠隔操作
- 繰返し印字速度 1秒以下
実動時間0.72Sec
- 動作中信号発信*
- 動作終了信号発信*
- 少数点自動移動*
- 符号及単位の印字*
- 二色切換*
- 空送り
- 電源 a.c. 100V (200V) *
±10
- その他 御仕様により設計
製作いたします。

(*御仕様によります。) 大きさ500W×250h×370d



用途

- デカトロン、ビーム・スイッチング・
チューブ、フリップ・フロップ等のデ
ジタル計数装置。
- デジタルポルトメーター等のデジタル
測定器。
- アナログ→デジタル変換器等の装置と
組合せて、時間、パルス数、放射能電
圧、電流、流量、重量、温度等のあら
ゆる数値記録。

営業品目

デカトロン・
プリンター・
プリンティング・
ラップタイマー
その他各種
プリンター

デジタルプリンター



K.K. 青葉精機製作所

東京都大田区大森6の2652 TEL (361) 4415

二十年の経験

大倉の

チヨッパー



用 電子管記録計
途 直流増幅器等

寿命	命	20,000 時間以上
雑音	音	1 μ V 6k Ω
励磁コイル		50 c/s 6.3V 85 Ω
		60 c/s
種類		一般用・低入力用

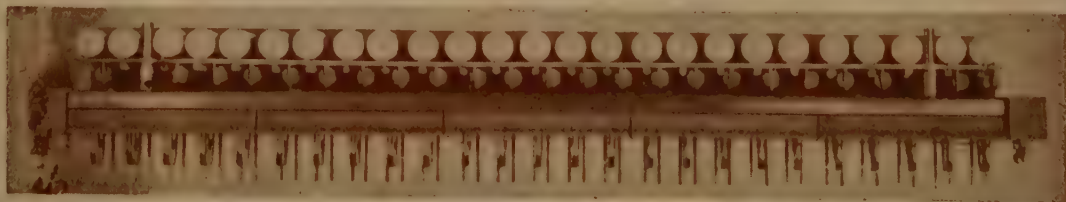
米国 Swartwout 社と提携



大倉電気株式会社

本社	東京都渋谷区美竹町10スクールビル内	電話(402)1181~5	大阪出張所	大阪市北区芝田町112番1号24号室	電話36-5791-5 5891-5 交換
東京工場	東京都杉並区西田町2の407	電話(398)5111 (代表)	小倉出張所	小倉市紺屋町1-20-1丸座ビル内	電話(52)8621
秩父工場	埼玉県秩父郡皆野町皆野2076	電話 皆野 13-38	名古屋駐在員	名古屋市中区新栄町7-3古川ビル	電話97-7237

電子計算機に□自動制御回路 に□パラメトロン・システム



(パラミスター)

□パラミスター□メモリー・マトリックス

パラメトロン演算回路システムは、日本で生れた独得の計算機方式で、その優れた安定性は、自動制御方式の決定版といわれています。米国を始め各国でも高く称賛され採用も本格化しております。TDKはパラメトロン・システムの回路素子パラミスター、記憶素子メモリーマトリックス等を量産するほか、電子計算機、自動制御装置の製作のご相談に応じております。



1月1日より商標が左
のように変わりました。

東京電気化学工業株式会社
東京都千代田区神田松住町2番地

本誌の二大綱領

- 常に高度の学問的水準を維持し、業界の発展に寄与する
- 電子技術者の要望にこたえ業界の指針たらしとする

磁性薄膜によるパラメトロン素子の試作

K.D.D.研究所 大島信太郎、上林鉄三郎

水晶振動子のマイクロモジュールについて

日立製作所 橋 篤志、金石舎 生沼 進

日本電気における高性能トランジスタの開発

日本電気 池原典利

新形トランジスタ使用FM方式車載無線機

松下通信工業 辻 祐夫

高電力パルス発生器としてのシリコン4層

半導体装置

R.P.F.ラウダー

高安定度精密金属皮膜抵抗器について

三菱電機工業 藤田 賢二

トランジスタデータチャート

一年度集計資料

極低温の電子技術への応用

フランスのエレクトロニクスセンターをみる(下)
合成樹脂の“Hydro spenser”について

連載／サイバネティクス入門

技術英文の書き方

特許紹介

写真頁／62年計測展を観て

新装なったNHK技術研究所

高速計算機の薄膜記憶

レ連の電子顕微鏡3種

小峰電子工業
株式会社

確実入手には直接購読を

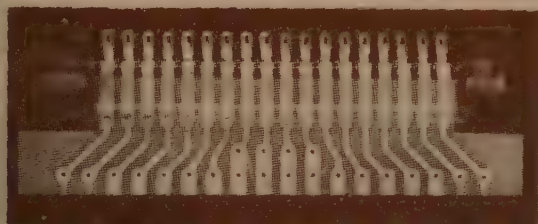
半年分 900 円 (5 分り)

1 年分 1,710 円 (1 割り)

定価 150 円 120 頁

東京都中央区日本橋通 3 丁目 1
TEL (271) 8198・0049

本年度総目次・内外新製品紹介・電子
工業ニュース・技術者の横顔・潮流・
新しい技術者・読者のページ



プリント回路基板用コネクタ P 形 シ リ ー ズ

接 触 端 子

良質なバネ材として知られているベリリウム銅を使用し、接触面に切溝を設けて接触部の接触圧力を均等化した独特な構造で、銀メッキおよび金メッキをほどこしてあり、長年月の使用に充分耐えられます。(実用新案申請中)

インシュレーター

耐熱性にすぐれたポリカーボネート樹脂にて成型し、電気的・機械的に充分考慮が払われています。

位置決めポスト

プリント板挿入時の誤接続を防止するため、位置決めポストが用意されており、簡単に挿入接着して、もちいることができます。

電気的性能および構造

接 触 抵 抗 0.004Ω 以下

絶 縁 耐 力 DC 1000 V・1000MΩ 以上

耐 電 圧 AC 1000 V・1 分間

挿 入・抜 去 力 300g 以下/1 端子

系 列 14 端子・16 端子・18 端子・22 端子

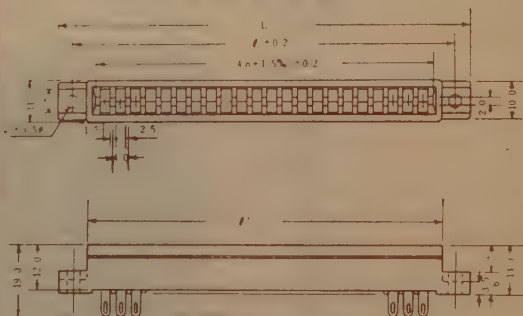
端 子 間 隔 4.0mm

そ の 他

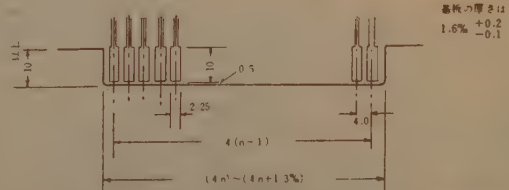
ご指定により両面別端子方式も製作いたします。

その他特殊仕様のもも製作いたしますのでしごと用命下さい

外形寸法図



適合プリント板



基板の厚さ: 1.6mm
+0.2
-0.1

形 名	端子数 n	φ	φ	L	単価
P-14P	14	67	60	75	
P-16P	16	76	69	84	
P-18P	18	84	77	92	400
P-22P	22	101	94	109	450



株式会社 菊水電波

YEW

電気計測器

ELECTRICAL MEASURING INSTRUMENTS

工業計器

全電子式制動装置 電子式自動平衡記録計

Fokhoro 計器

熱電温度計、抵抗温度計、ふく射温度計、流量計、液位計、圧力計、pH 計、ガス分析計、液体温度計、照度計、濁度計、湿度計、露点計、粘度計、ボラログラフ、その他

電気計器

標準用・携帯用・配電盤用・パネル用計器
および記録計器
電圧計、電流計、周波数計、電力計、力率計、サイクルカウンタ、音 響 計、三相検漏計、同期検定器、静電電圧計、回転速度計、計器用変成器、その他

測定器

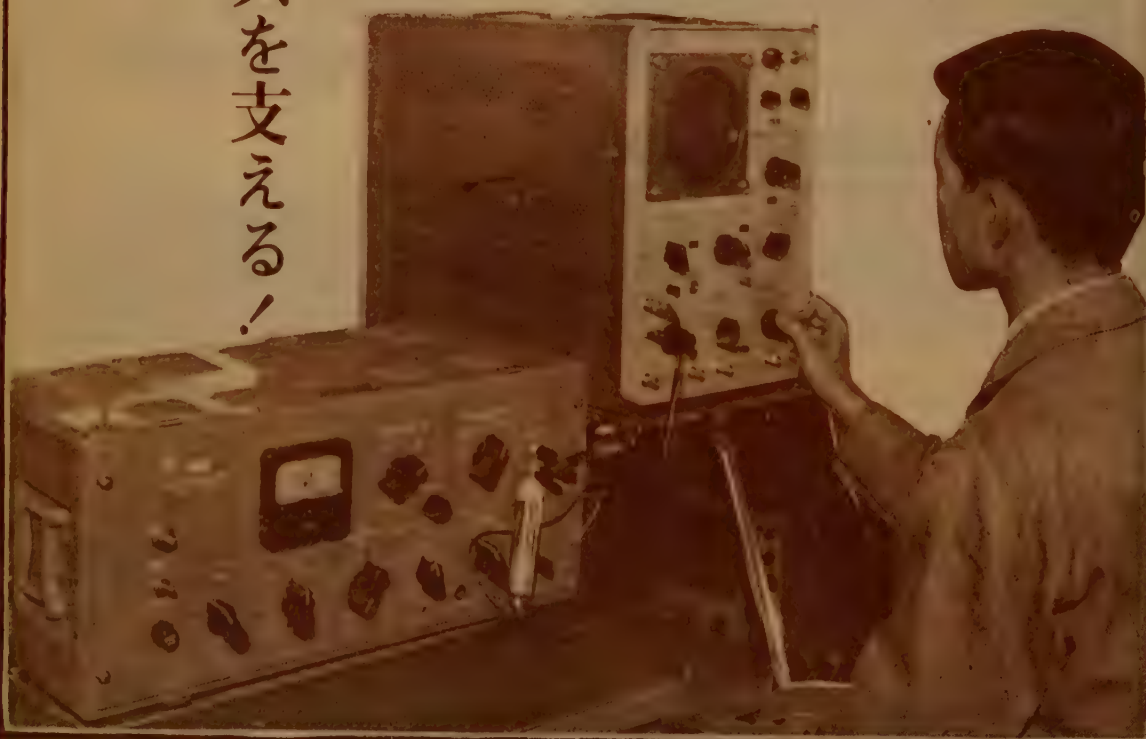
検流計、直流電位差計、直流ブリッジ、インダクタ、絶縁抵抗測定器、接地抵抗測定器、標準 LCR、交流ブリッジ、測定用発振器、増幅器、減衰器、レベル計、線路試験器、真空管、トランジスタ試験器、Q メータ、電磁シシロメータ、オシロスコープ、交流計算盤、その他

横河電機

本社 東京都武蔵野市吉祥寺 千
電話 東京(二九一)代長一九〇一
支社 武蔵野(四四一)代長三七〇一
出張所 名古屋、大阪、小倉

日本産業と

科学振興を支える！



会 告 ・ 通 知

電気通信技術委員会各研究専門委員会

昭和 37 年 1 月 開催 通知

本会会員は誰でも、任意の委員会に自由に参加でき、研究発表もできます。研究発表希望者は、氏名、所属、議題および委員会名を明記して前々月末日までに本会宛お申込み下さい。原稿執筆についての詳細は発表が決定致しましたらお知らせ致します。

委 員 会 名	日	時	場 所	備 考	頁
マイクロ波真空管	16日(火)	14～17時	東大電気工学科		告1
非直線論理	19日(金)	14～15時半	電気通信学会		〃2
オートマトンと自動制御	19日(金)	9～12時	阪大工学部新館	関西支部	〃3
電子計算機	19日(金)	13～17時	〃	〃	〃3
インホメーション理論	20日(土)	9～14時	〃	〃	〃4
通信方式	20日(土)	14～17時	〃	〃	〃4
トランジスタ	23日(火)	14～17時	東大電気工学科	2月関西予定	〃2
マイクロ波伝送	24日(水)	14～17時	早大理工学部会議室		〃2
電波伝播	24日(水)	9半～17時	国際電々大阪支社	関西支部	〃4
アンテナ	25日(木)	14～17時	電気通信学会		〃2
超音波	26日(金)	9半～17時	同志社大アーモスト館	関西支部	〃5
航空電子機器	29日(月)	14～17時	東大航研会議室		〃2
医用電子装置	30日(火)	14～17時	東大医学部総合中央館		〃3
回路網理論	休 会				
磁性材料	休 会				
電気音響	休 会				
信頼性と品質管理	休 会			[注] 2 月は関西で開催予定(詳細は、会告 5 頁参照)	

1. マイクロ波真空管研究専門委員会

委員長 小池 勇 二 郎

日 時 1 月 16 日 (火) 14 時 ～ 17 時

場 所 東京大学工学部電気工学科輪講室 (文京区本富士町1)

議 題 (1) マイクロ波三極管の電子アドミッタンスの測定 田 宮 寿美子君 (東 大)
 (2) 増大波の運動学的考察 沢 山 美彦君 (東 芝)
 (3) ドリフト管内の空間電荷波について

岡村総吾君・大越孝敬君・宮島 進君 (東 大)

2. 非直線理論研究専門委員会

委員長 高 木 純 一

日 時 1月19日(金) 14時～15時30分

場 所 電気通信学会会議室(千代田区富士見町2～8, 国電飯田橋, 水道橋寄り改札口下車)

議 題 オシロトロン解析(エサキ・ダイオードを発振器に用いた論理素子)

平山 博君・富永美義君(早 大)

3. トランジスタ研究専門委員会

委員長 岡 部 豊 比 古

日 時 1月23日(火) 14時～17時

場 所 東京大学工学部電気工学科輪講室(文京区本富士町1)

議 題 (1) ベース接地におけるトランジスタ・パラメータの測定

西沢潤一君・庄司仙治君・林美博君・渡辺 勇君(東 北 大)

(2) エミッタ接地トランジスタ パラメータの測定における

寄生インピーダンスの影響について

西沢潤一君・庄司仙治君・北沢文治君・林 美博君・渡辺 勇君(東 北 大)

[注] 2月は大阪大学にて17日(土)開催予定詳細は1月号に発表します

4. マイクロ波伝送研究専門委員会

委員長 岩 片 秀 雄

日 時 1月24日(水) 14時～17時

場 所 早稲田大学理工学部会議室(新宿区戸塚町)

議 題 (1) ミリ波干渉計によるプラズマの計測

山本賢三君(名 大) 青井三郎君(沖 電 気)

(2) 24Gc帯鉱石によるナノセコンドパルスの発生と観測

宮 内 一 洋君(通 研)

5. アンテナ研究専門委員会

委員長 加 藤 安 太 郎

日 時 1月25日(木) 14時～17時

場 所 電気通信学会会議室(千代田区富士見町2～8, 国電飯田橋, 水道橋寄り改札口下車)

議 題 (1) 有限円柱の散乱断面積

青 木 和 男君(九 大)

(2) 進行波励振形ダイポールアンテナの理論的検討 永 井 淳君(東 北 大)

6. 航空電子機器研究専門委員会

委員長 岡 田 実

日 時 1月29日(月) 14時～17時

場 所 東京大学航空研究所会議室(目黒区駒場856)

議 題 (1) 符号化パルスレーダ方式

阪本捷男君・滝 保夫君・宮川 洋君・鈴木 勉君(東 大)

(2) Air Research Development Center などの視察報告

丹 羽 登君(東大航研)

[注] (2) は12月に予定したものです但都合により今月に行ないますから

資料お持ちの方は御持参下さい

7. 医用電子装置研究専門委員会

委員長 阪 本 捷 房

日 時 1 月 30 日 (火) 14 時 ~ 17 時

場 所 東京大学医学部総合中央館中集会室 (文京区本富士町 1, 東京大学構内グランド脇)

議 題 超低周波相関計の諸問題

1. 録音, 再生および遅れ要素の問題
2. 設計上の諸問題

阪 本 捷 房 君・藤 崎 博 也 君・斉 藤 正 男 君 (東 大)

関 西 支 部

8. オートマトンと自動制御研究専門委員会

委員長 高 橋 秀 俊

日 時 1 月 19 日 (金) 9 時 ~ 12 時

場 所 大阪大学工学部新館 6 階第 24 講義室

(大阪市都島区東野田町 9 (国電京橋下車, 市電東野田町下車))

- | | | |
|-----|---------------------------|---------------------------|
| 議 題 | (1) 会話音識別の一方式 | 坂 井 利 之 君・堂 下 修 司 君 (京 大) |
| | (2) 音声の発音における context の影響 | 藤 村 靖 君 (電 通 大) |
| | (3) Teaching Machine | 宮 協 一 男 君 (阪 大) |
| | (4) パー タンの予測理論 | 飯 島 泰 蔵 君 (電 試) |

〔見学〕下記参照

9. 電子計算機研究専門委員会

委員長 後 藤 以 紀

日 時 1 月 19 日 (金) 13 時 ~ 17 時

場 所 大阪大学工学部新館 6 階第 24 講義室

(大阪市都島区東野田町 9 (国電京橋下車, 市電東野田町下車))

- | | | |
|-----|-------------------------------|-------------------------------------|
| 議 題 | (1) 複合エサキ・ダイオード対の数値解析 | 前田憲一君・矢島修三君・太田忠一君 (京 大) |
| | (2) エサキ・ダイオード対論理回路のマージン | 天野 橋太郎君 (国際電々) |
| | (3) 磁性薄膜の理論モジュール (その 1 基礎的考察) | 山 田 茂 春 君・山 中 馥 君 (通 研) |
| | (4) 組合せ論理回路網の不良箇所検出に関する一考察 | 嵩 忠雄君・橋本昭洋君・尾崎 弘君 (阪 大) |
| | (5) package 試験装置 | 橋本昭洋君 (阪大)・斉藤 賢君 (早川電機)・尾崎 弘君 (阪 大) |

〔見 学〕 当日電子会館 (北区梅ヶ枝町 72) の電子計算センタ (同館 6 階) の見学を
あつせんする予定

電子計算センタには MELCOM 1101 および MADIC II A が設置されている

10. インホメーション理論研究専門委員会

委員長 大 泉 充 郎

日 時 1 月 20 日 (土) 9 時 ~ 14 時

場 所 大阪大学工学部新館 6 階第 24 講義室

(大阪市都島区東野田町 9 [国電京橋下車, 市電東野田町下車])

- 議 題 (1) 宮川の多次元機本化定理の応用 (V) 笹 川 量 男君 (竹田志物研)
- (2) 最大情報量をもつ検波集合と Gaussian Random Process との関連について
太 田 光 雄君 (神戸大)
- (3) Perceptron 研究の現状 河 野 隆 一君 (三菱電機)
- (4) 情報処理用電子計算機入出力装置および音声パラメータ抽出例について
三浦種敏君・杉本利孝君・橋本新一郎君 (通 研)
- (5) 改良された P 進符号系の群構成について
野口正一君・本多波雄君・大泉充郎君 (東 北 大)
- (6) 計算機による密集した誤訂正符号の一構成法について 嵩 忠男君 (阪 大)

11. 通信方式研究専門委員会

委員長 染 谷 勲

日 時 1 月 20 日 (土) 14 時 ~ 17 時

場 所 大阪大学工学部新館 6 階第 24 講義室

(大阪市都島区東野田町 9, [国電京橋下車, 市電東野田町下車])

- 議 題 (1) Rayleigh 型フェーディングのダイバーシチ特性 金 久 正 弘君 (神戸大)
- (2) マイクロ波回線におけるフェーディングによる熱雑音の推定法
森 田 和 夫君 (通 研)
- (3) デジタルデータ伝送方式の一試案
笠原芳郎君・手塚慶一君・長谷川利治君 (阪 大)
- (4) 大阪地下鉄の誘導無線電話
吉安竜夫君 (大阪市交通局)・田中米治君 (大阪市大)
- (5) FM 負帰還方式の再検討 小 林 信 三君 (三菱電機)

12. 電波伝播研究専門委員会

委員長 上 田 弘 之

日 時 1 月 24 日 (水) 9 時 30 分 ~ 17 時

場 所 国際電信電話株式会社大阪支社講堂

(大阪市東区備後町 1 の 25 [市電, 市バス堺筋本町 2 丁目停留所下車約 1 分, 大阪東郵便局前])

- 議 題 (1) 電離層の導電率の非直線性の考察 松 本 治 弥君 (神戸大)
- (2) 電離層非等方性電流系 松 本 治 弥君 (神戸大)
- (3) エクスプロラ 6 の 108 Mc フェージングについて
仲上 稔君・吹上伸輔君・奥 啓治君 (神戸大)
- (4) 電波到来方向測定用ビーム走査アンテナについて
喜連川 隆君・有田 不二男君 (三菱電機)
- (5) 発音弾法による気温と風計算用アナログ計算機の試作
竹屋芳夫君・奥本隆昭君・建部 涉君 (大阪市大)

【次頁へつづく】

- (6) VLF帯空電のSEA現象について 鎌田 哲夫君(名大空電研究所)
 (7) VHF 電離層散乱伝ぱんにおけるダイバーシチ効果について 佐々木 哲夫君(国際電気研究所)
 (8) 海上見通し外伝ぱん特性と二,三の考察 藤村 弘文君(通研)
 (9) 降雨特性, 降雨減水量の測定 鶴飼重孝君・金田嘉家君(通研)
 (10) 対流圏散乱伝ぱんのアングルダイバーシチ受信(アンテナビーム偏移損失と振巾相関) 河野哲夫君・平井正一君・井上良助君・石沢禎弘君(電波研)
 (11) 中短波垂直打上げの際のE層減衰量について 保田 襄似君(電波研)
 (12) 超高層大気内の電磁波伝ぱん 大林 竜蔵君(京大)

13. 超音波研究専門委員会

委員長 能本 乙彦

日時 1月26日(金) 9時30分～17時

場所 同志社大学内アーモスト館(京都市上京区今出川通烏丸東入玄武町601市電同志社大前)

- 議題 (1) 磁歪振動子の等価回路 熊本 芳朗君(阪大工学部)
 (2) 超音波による液体の霧化現象 分島 拓君(神戸商船大)
 (3) 超音波受信方式に関する二,三の実験 ト部 泰正君(同志社大工学部)
 (4) 電歪振動子の許容入力 藤島 啓君・寛 流石君(村田製作所技術研究所)
 (5) 岩石中の炭塊検知に関する実験 加藤金正君・本宮 恵君・木戸保雄君(阪大産研)
 (6) 欧米の超音波応用視察報告 丹羽 登君(東大航研)
 (7) 欧米における超音波物性の研究 田淵 大作君(阪大産研)

関西支部2月の予定

電気音響研究専門委員会

委員長 富田 義男

日時 2月2日(金) 9時30分～18時

場所 同志社大学内アーモスト館(京都市上京区今出川通烏丸東入玄武町601市電同志社大前)

- 議題 (1) 再生音の心理的評価について 北村音毛君・難波精一郎君(阪大産研)・三戸左内君(大阪府大)
 (2) IECのパツフルとJIS標準箱の比較 藤木 一君(三菱電機)
 (3) 白色雑音によるスピーカ-の測定 石井芳一君・野本 勇君(日本ビクター)
 (4) 超大型低音用MFBスピーカ-試作 林 泰司君・石井伸一郎君・森田勝彦君・志村 悠君・阪本梢次君(松下電器)
 (5) 動電型単一指向性マイクロホンの試作 阿部 久郎君(アイワ)
 (6) 非可逆性における電気機械結合系数 増沢健郎君・山崎新一君(通研)
 (7) 欧州の音響学研究事情(Ⅲ) 伊藤 毅君(早大)

トランジスタ研究専門委員会

委員長 岡部 豊比古

2月17日(土) 大阪大学工学部会議室にて開催予定, 詳細は1月号に発表します

昭和 37 年電気四学会連合大会講演論文集予約募集

「予約申込締切 昭和 37 年 2 月 17 日」

昭和 37 年連合大会の講演論文集を下記により予約出版いたします。

今回は、「一般講演者として申込みの研究発表 1345 件」のほか、「シンポジウム 8 課題講演 39 件」をまとめ、次の通り合本は I, II, III, IV の 4 冊とし、分冊は「一般講演」を 16 分冊、「シンポジウム」だけを 8 分冊といたしました。従来一般講演の各講演者に対し、その講演を含む分冊を 1 部宛無料で差上げておりましたが、印刷、製本費の値上り、郵便料金の値上げ等で経費増大のため、今回から中止に決定しました。各講演者の方は洩れなく、所要の合本又は分冊を予約購入されるようおすすめします。

予約売も、会場売も同一値段であります。予約申込部数の外は多くの余部を作りませんから確実に入手したい方は、是非予約申込期間中にお申込み下さい。

昭和 37 年連合大会講演論文集 (3 月初旬日出版予定)

B 5 判オフセット印刷一般講演 1 件 1 頁、シンポジウム、活版印刷 1 課題 7 ~ 27 頁 (予定)

合本 I (分冊 1 ~ 5 合冊、一般講演 429 件, S. 1, S. 2, S. 3)	900 円
合本 II (分冊 6 ~ 8 合冊、一般講演 362 件, S. 4, S. 5)	800 円
合本 III (分冊 9 ~ 13 合冊、一般講演 285 件, S. 2, S. 6)	650 円
合本 IV (分冊 14 ~ 16 合冊、一般講演 269 件, S. 7, S. 8)	600 円
合本一揃	2950 円

一般講演の分冊

分冊 1 基礎理論 41 件	70 円	分冊 9 弾性振動、音響 44 件	80 円
分冊 2 放電物理 70 件	120 円	分冊 10 電磁波、アンテナ 48 件	80 円
分冊 3 計測 39 件	70 円	分冊 11 マイクロ波 75 件	130 円
分冊 4 電気計算機・自動制御 154 件	260 円	分冊 12 電子管 48 件	80 円
分冊 5 電気材料・原子力 125 件	230 円	分冊 13 半導体、トランジスタ 70 件	120 円
分冊 6 電気機器 143 件	250 円	分冊 14 電子回路 85 件	150 円
分冊 7 送配電 165 件	280 円	分冊 15 電気通信 133 件	230 円
分冊 8 鉄道、照明、電気応用 54 件	100 円	分冊 16 テレビジョン、電子応用 51 件	90 円

シンポジウム予稿分冊 (活版印刷)

分冊 S.1 電気工学における非線形理論の諸問題 50 円	分冊 S.4 水力発電機器の発達 60 円
分冊 S.2 電子計算技術の動向 (パネルディスカッション) 30 円	分冊 S.5 最近の測光・測色の諸問題 50 円
分冊 S.3 放射線と建築材料 100 円	分冊 S.6 立体音響 60 円
	分冊 S.7 テレビジョンの産業応用 60 円
	分冊 S.8 同軸伝送技術の諸問題 60 円

予約申込締切 昭和 37 年 2 月 17 日 (土)

申込先 東京都千代田区富士見町 2 の 8 雄山閣ビル 電気通信学会

申込方法 (1) 合本一揃または I, II, III, IV の別、一般講演分冊番号別、およびシンポジウム予稿分冊 S. 1, S. 2 等の別と各部数を記載し、相当料金を添え、送付先を記入の上、お申込み下さい。

(2) 振替による場合は、「振替口座 東京 35300 番 電気通信学会宛とし、通信欄に上記と同様記載すること。

(3) 学校、官庁等現品納入後でなければ、支払ができない向は、申込書 (用紙任意) に支払期日を附記して下さい。

送付方法 発行と同時に送料は連合大会委員会が負担して、指定の送付先へお送りいたします。

電気四学会連合大会委員会

昭和 37 年電気四学会連合大会 (予告)

今回は既報の通り東京で開催いたします。下記の通り夫人のためのプログラムも加えましたので、ぜひご夫人ご同伴でご参加下さい。

期 日 昭和 37 年 4 月 3 日 (火) ~ 4 月 6 日 (金)

会 場 早 稲 田 大 学 (新宿区戸塚町)

日 程

特別講演 4 月 3 日, 午前 9 時 ~ 12 時

A 会場 早 稲 田 大 学 共 通 教 室 講 堂

1. 原子力発電の現況

電気試験所電力部長 山田 太三郎君

2. 最近の光源について

東京芝浦電気(株)中央研究所次長 原 田 常 雄君

B 会場 早 稲 田 大 学 小 野 記 念 講 堂

1. 最近の回路部品の動向について

電気通信研究所回路部品研究室長 武 藤 時 雄君

2. 視覚の生理・心理

東北大学医学部長 本 川 弘 一君

一般講演およびシンポジウム

4 月 3 日 午後, 4 月 4 日, 同 5 日 午前・午後, 第 9 号館, 第 19 号館, および共通教室

○ 一般講演 20 部門 1345 件

○ シンポジウム 8 課題 39 件

S. 1 電気工学における非線型理論の諸問題

S. 5 最近の測光・測色の諸問題

S. 2 電子計算技術の動向 (パネルディスカッション)

S. 6 立体音響

S. 3 放射線と有機絶縁材料

S. 7 テレビジョンの産業応用

S. 4 水力発電機器の発達

S. 8 同軸伝送技術の諸問題

○ 一般講演の論文集およびシンポジウム予稿は別掲会告の通り発行します。

懇 親 会 4 月 3 日 (火) 午後 5 時 30 分 椿 山 荘 (文京区関口台町)

会 費 500 円, ご夫人同伴の参加者は, ご夫人の分無料

名園 (ちょうど桜の見頃) 観賞の方は午後 4 時頃から入園できます。今回は, 特にご夫人同伴を歓迎の意味で会場を選択し, 内容もビールの外各種模擬店を開設して園遊会式とします。懇親会参加申込には特にご夫人同伴の有無を明記して下さい。

見 学 4 月 3 日, 4 月 4 日 (婦人向), 4 月 6 日 (一般)

(1) 東芝科学館 (4 月 3 日) 特に化粧と照明, 舞台照明の実演などもある見込 見学終了後バスで懇親会々場へ案内の予定

(2) 東京観光および NHK テレビスタジオ見学 (4 月 4 日) 午後 観光バスで都内観光 (費用 800 円添付申込のこと) 午後 4 時から NHK テレビスタジオで演劇等の見学 (一般会員の見学先は一部未定のため 1 月号に発表します)

懇親会・見学会の申込み

申 込 先 東京都千代田区富士見町 2 の 8 電気通信学会内 電気四学会連合大会委員会
電 話 (331) 7348, (301) 3231 ~ 5

申込期限 2 月 28 日

大会参加費 会 員 100 円, 会 員 外 200 円, 学 生 50 円

○ 講演者以外の一般参加者は, 大会当日参加費を大会受付に払込み, 参加章, 大会次第書等を受取つて下さい。

○ 懇親会または見学会だけの参加者もすべて参加費の払込みを要します。ただし, ご夫人同伴の場合のご夫人の方は参加費不要です。

電気四学会連合大会委員会

エレクトロニクスのための物性論講習会

時代の花形「エレクトロニクス」のための物性論の講習会を下記により開催します。
奮って御参加下さい。

日 時 2月12日(月), 13日(火), 14日(水), 15日(木), 16日(金), 17日(土),
6日間(毎日 午後1時～5時)

会 場 日本電機工業会(千代田区永田町)

科目および講師

月日	科 目	時 間 (予定)	講 師
2.12	1. 物性論概論	4	久保亮五君(東大理)
2.13	2. 金属と半導体	4	鳩山道夫君(ソニー)
2.14	3. 誘電体と磁性体	4	進藤琢蔵君(通研)
2.15	4. エネルギー変換	4	高橋秀俊君(東大理)
2.16	5. プラズマ物性	4	高津清一君(通研)
2.17	6. メーザ	4	霜田光一君(東大理)

聴講料 (テキスト一冊代を含む)

会員(准員を含む) 1,800 円 会員外 2,500 円 学生員 1,200 円

会員外学生 1,800 円

維持員からの参加者が会員でない場合は、維持員会費一口につき1名の割合で会員の扱いとします。

予 稿 「エレクトロニクスのための物性論」

活版印刷 A・5判 上製 約200頁(予定)

定価 500 円(会員特価 450 円)

聴講者にはテキストとして1部差上げますが2部以上御希望の向はその分の代金を加えてお払い込み下さい。

聴講者以外の予稿希望者にもその価格でお願い致します。

申込方法 用紙適宜、住所(連絡先)、氏名、勤務先、会員種別および聴講希望又は予稿だけ希望の旨を記載し代金を添えて下記宛申込むこと。

申込締切 昭和37年1月末日

定 員 180名(定員に達したときはメ切り期日前でもメ切ります)聴講者には聴講券および予稿引換券をお送り致します。予稿だけの希望者には講習会終了後予稿をお送り致します。

申 込 先 東京都千代田区富士見町2の8 電気通信学会東京支部

(振替口座 東京 35300 番 電気通信学会)

○ 電気学会会員は、本講習会に関しすべて電気通信学会会員と同等の取扱を致します。

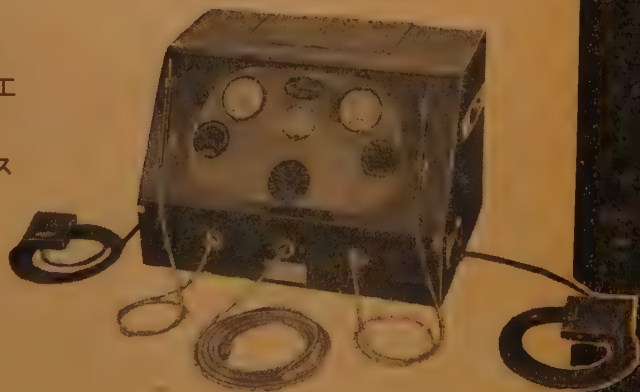
電気通信学会東京支部

Silwhite

半導体、磁器の 精密加工機



- マイクロモジュール素子の調整
- ゲルマニウム・シリコン等の加工
- タングステンの加工
- ポテンシオメーター巻線のワニス
取除き
- 小さな物の研磨、エッチング
- 薄いもろい物への鑽孔
- 磁器の加工、清掃
- そ の 他



米国 エス・エス・ホワイト社 日本総代理店

伯 東 株 式 会 社

東京都港区芝琴平町1 虎ノ門産業ビル
電 話 (501) 3168. 3169. 5301~9

電 気 通 信 学 会 雜 誌 第 451 号

第 44 卷 (昭和 36 年 12 月) 第 12 号

目 次

講 演

- 最近の国際通信会議 (CCITT) の動向……………正 員 緒 方 研 二 1843 (1)
- 稲田記念學術奨励金贈呈 (第 14 回)……………1847 (5)

論 文・資 料

- 低雑音サイクロトロンビーム管の理論と試作実験…………… $\left\{ \begin{array}{l} \text{正 員 奇 藤 成 文} \\ \text{正 員 見 松 岡 正 道} \\ \text{正 員 松 岡 徹} \end{array} \right. 1849 (7)$
- 電子機器の保守度……………正 員 川 崎 義 人 1857 (15)
- 回路網に蓄えられる reactive energy と群遅延…………… $\left\{ \begin{array}{l} \text{正 員 岸 源 也} \\ \text{准 員 中 沢 恭 一} \end{array} \right. 1865 (23)$
- トランジスタの NF-しゃ断周波数について…………… $\left\{ \begin{array}{l} \text{正 員 田 子 島 一 郎} \\ \text{正 員 稲 見 和 夫} \end{array} \right. 1872 (30)$
- FM 変調波の磁気記録再生系伝送に関する一考察…………… $\left\{ \begin{array}{l} \text{正 員 木 村 悦 郎} \\ \text{正 員 横 山 克 哉} \end{array} \right. 1876 (34)$
- 瞬時圧伸系の回路要素の変動が信号の復元および
瞬時 S/N 改善度に与える影響……………正 員 笠 井 保 1882 (40)
- 第 2 種無給電中継矩形反射板の放射指向性について……………正 員 竹 下 信 也 1889 (47)

投 書

- 理想低域ろ波器の 2 進符号伝送特性について…………… $\left\{ \begin{array}{l} \text{正 員 杉 山 宏 敏} \\ \text{正 員 南} \end{array} \right. 1897 (55)$

報 告

- 電気通信技術委員会調査, 研究専門委員会業績報告……………1901 (59)
- 海外論文紹介 [海外論文抄訳 49 編]……………1909 (67)
- 展 望 真空管用冷陰極の研究動向……………正 員 今 井 哲 二 1941 (99)
- ニ ュ ー ス……………1954 (112)
- 標準電波の偏差表……………郵政省電波研究所 1956 (114)
- 採録決定論文名 (12 月編集会分)……………1953 (111)
- 本 会 記 事……………1957 (115)
- 最近の国内文献……………1959 (117)
- 維持員一覧表……………1960 (118)
- 昭和 36 年度総目次……………(巻末)

会 告

- 電気通信技術委員会研究専門委員会開催通知……………(前付)
- 昭和 37 年電気四学会連合大会講演論文集予約募集……………(")
- エレクトロニクスのための物性論講習会案内……………(")

パラメトリック増幅器用マイクロ波電源

表紙写真説明

パラメトリック増幅器用マイクロ波電源はパラメトリック増幅器が動作するために、高精度、高安定度を有する APC、AFC 装置が付属しているマイクロ波発振器である。

APC 装置は恒温槽にて温度制御されたサーミスタを用いて電力の変動を検知し、増幅の後可変フェライト減衰器により 0.1 dB 以下の安定度に制御している。また長時間および周囲温度の変動に対しても充分安定に制御されている。AFC 装置は高精度空洞周波数計を用い、センシング方式により制御して安定度は 100 kc 以下になっている。またバラクタ・ダイオードの直流バイアス電源も付属しており、バイアス調整を容易に行なうことができる。

(島田理化工業株式会社)

表紙は 11,000 Mc 帯の高周波電源であり出力電力は 100 mW で上記の安定度を有している。

会長	田友義	熊文雄	島成哲	田治基	友勲	文義郎	義成
副会長	三小内	熊島	田村	英六	達	達	達
理事	野二	染青	柳田	中	谷雄	久太	久太
監事	藤井	野井	中	田	西	良	良
庶務幹事	柿香	関水	山相	猪瀬	井	又	又
会計幹事	宇山	都本	宮本	敏	男	孝	孝
編集幹事							
調査幹事							

目次

表紙	28	兼川口電機製作所	松本電機製作所	菊水(兼松)高周波製作所	1	安日松大コロナモエ工	立本電機工業	電線工業	気線工業
1 島田理工工業	29	安大昌興山伊藤忠商	川口電機製作所	2 日本高砂上スダンレー電機製作所	2	立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
2 芝崎通電付	30	日丸斗本電波工業	芝崎通電付	3 高見沢電機製作所	3	立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
3 芝崎通電付	31	日丸斗本電波工業	芝崎通電付	4 日本特開閉器工業	4	立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
4 芝崎通電付	32	日丸斗本電波工業	芝崎通電付	5 共栄電機器具製造	5	立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
1 三東芝浦電機線	33	日丸斗本電波工業	芝崎通電付	6 武蔵研電具製造	6	立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
2 東京芝浦電機線	34	日丸斗本電波工業	芝崎通電付	7 域山通商	7	立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
3 日立電機線	35	日丸斗本電波工業	芝崎通電付	8 モリ通商	8	立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
4 新日本電機線	36	日丸斗本電波工業	芝崎通電付	9 栄測器通商	9	立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
5 日本電機線	37	日丸斗本電波工業	芝崎通電付	10 芝浦電子製作所	10	立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
6 岩崎通電付	38	日丸斗本電波工業	芝崎通電付	11 ミヤ精機製作所	11	立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
7 東亜電機工業	39	日丸斗本電波工業	芝崎通電付	12 大京電気化学工業	12	立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
8 富士通電機工業	40	日丸斗本電波工業	芝崎通電付	13 小峰電子工業	13	立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
9 古河電機工業	41	日丸斗本電波工業	芝崎通電付	14 横河電機製作所	14	立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
10 藤倉製作所	42	日丸斗本電波工業	芝崎通電付		15	立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
11 日立製作所	43	日丸斗本電波工業	芝崎通電付		16	立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
12 住友電気工業	44	日丸斗本電波工業	芝崎通電付		17	立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
13 東洋通信機	45	日丸斗本電波工業	芝崎通電付		18	立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
14 ソニー	46	日丸斗本電波工業	芝崎通電付		19	立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
15 昭和電線電纜	47	日丸斗本電波工業	芝崎通電付		20	立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
16 日本ミネチュア	48	日丸斗本電波工業	芝崎通電付		21	立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
	49	日丸斗本電波工業	芝崎通電付		22	立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
17 関商	50	日丸斗本電波工業	芝崎通電付			立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
18 関商	51	日丸斗本電波工業	芝崎通電付			立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
19 関商	52	日丸斗本電波工業	芝崎通電付			立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
20 タケダ理研工業	53	日丸斗本電波工業	芝崎通電付			立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
21 タケダ理研工業	54	日丸斗本電波工業	芝崎通電付			立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
22 三和電子製作所	55	日丸斗本電波工業	芝崎通電付			立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
23 三和電子製作所	56	日丸斗本電波工業	芝崎通電付			立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
24 協和エレクトロニクス	57	日丸斗本電波工業	芝崎通電付			立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
25 理経産業	58	日丸斗本電波工業	芝崎通電付			立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
26 新元工業	59	日丸斗本電波工業	芝崎通電付			立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業
27 オリジン電気		日丸斗本電波工業	芝崎通電付			立本電機工業	立本電機工業	電線工業	気線工業

目次裏

1 伯	東
4 エレクトロニクス	ダイジェスト
電	気書

後付

エレクトロニクス ダイジェスト

有能な技術者の
現場参考誌

予約購読制
(¥. 450)

連載・好評のトレーニング・コースその他

第37集 最新電子応用装置回路集

特徴ある海外諸会社の回路についての解説

(例) ① N型サンプリングオシログラフ ② 585型陰極線オシログラフ ③ 561B デジタルレコーダ ④ 425A マイクロボルトアンメータ ⑤ 428A クリップオン D-C アンメータ ⑥ 21A トランスパワーサプライ ⑦ 520 デケードスケアラ ⑧ DY 2500 コンピューティングカウンタ他数点

《技術評論》

電子恒温槽の現状と将来… (電気試験所) 柿沼 敏雄

《TOP NEWS》

小型電子回路の現状

…………… (東北大学) 西沢 潤一

《連載》

技術の進歩とその背景 (その4)

…………… (電気試験所) 菊池 誠

《トレーニングコース》

TV 水平偏向系フェライトの問題点

…………… (三菱電機) 水上 益良

LCR 放電加工回路の解析

…………… (大阪大学) 熊谷三郎・富谷隆雄

デルタ変調装置の諸問題について

…………… (日本電気) 関本 忠弘

(株) エレクトロニクスダイジェスト

千代田区富士見町2の8 雄山閣ビル

電話 (301) 3231代(331)5624(332)5601 (振替) 東京 8184

京都大学教授
工学博士

林 重 憲 著

Periodically Interrupted Electric Circuits

英文 断続回路

B5判 410頁 箱入特上製本 定価 3600円(送料 120円)

工業数学界に新紀元を画し、欧米の学界に多大の反響を与える、パルス工学の厳密解法の完成!

応用分野は、電気工学、通信工学、電子工学、制御工学、機械工学、航空工学、土木工学、建築工学の広範囲にわたる。

断続回路に属するものの一つとしてはチョッパ回路とか、あるいはこれに類する内容をもった問題は、電気工学だけでなく機械工学方面、その他パルスを対象とする工学分野に非常に多く発生し、かつその解明が要望されているが、従来の数学的方法では、なかなか解決がむずかしい。このような問題に快力乱麻を断つ底の明快な解析手段を与えたのが本書である。

富沢永次郎・小斯波 脩・小林 寛訳

磁気増幅器の設計法

A5判 190頁 定価 550円 送料 100円

電気試験所 工学博士 上滝 致孝著

自動制御教室

新書判 240頁 定価 350円 送料 40円

千葉工大助教授 加藤 一郎著

図解・自動制御の理論と実際

A5判 164頁 定価 390円 送料 70円

工学院大学教授 工学博士 秋山 守雄著

パラメトリック回路の解析法

A5判 240頁 定価 800円 送料 90円

大学教科書の決定版!

電電公社通研所長 工学博士 小島 哲
新興製作所技師長 工学博士 大谷 薫 著
電電公社 市内機械課長 辻 信二

有線通信工学

A5判 240頁 定価 590円 送料 90円

株式会社 電気書院

(振替口座 大阪 46157)

本社 京都市中京区新町通り錦小路上ル 電話 22 3723・6158・6481・5890

支社 東京都千代田区神田神保町1-55 電話東京二九一局(291)1508・1509

講

演

UDC 061.24 : [621.39+654.1](100)

最近の国際通信会議 (CCITT) の動向*

正 員 緒 方 研 二

(日本電信電話公社)

1. は し が き

CCITT は International Telegraph & Telephone Consultative Committee の仏語の頭文字をとったものである。CCITT は国際連合の外局である国際電気通信連合 (International Telecommunication Union, 略称 ITU) の諮問委員会で、事務局はジュネーブにおかれている。約 3 年おきに総会が開催され、この間総会にそなえて毎年各種の研究委員会が開かれている。

かつては、電話に関する諮問委員会としての CCIF と、電信に関する諮問委員会としての CCIT とがあり、それぞれ 1923 年, 1924 年に発足して輝かしい足跡を残してきたが、1956 年 12 月両者が通信という立場から大同団結して今日の CCITT を出現せしめた。

表 1 委 員 会 の 構 成
CCITT 事務局長 Mr. Rouviere

研究委員会番号	項 目	議 長	副 議 長
I	電信運用と料金	Perry (和)	Vargues (仏)
II	電話運用と料金	Terras (仏)	Balchandani (印)
III	一般料金原則および電気通信回線の賃料	Langenberger (スイス)	Garrido (スペイン)
IV	一般国際電気通信回線の保守	Valhøten (スイス)	Postelnicu (ルーマニア)
V	電線誘導による危険および妨害からの保護	Riedel (西独)	Mikhailov (ソ連)
VI	ケーブル被および電柱の保護と仕様	Halstrom (デンマーク)	Muktadil (パキスタン)
VII	定義と信号	Gella (スペイン)	Bigi (伊)
VIII	電信装置	Kerr (英)	Savitzky (ウクライナ)
IX	電信伝送特性および電信通話路	Roquet (仏)	Renton (英)
X	電信交換	Jonsen (和)	Faugeras (仏)
XI	電話交換および信号	Tobin (英)	Vassilief (ソ連)
XII	電話伝送特性および国内電話回線網	Swedenborg (スウェーデン)	Kroult (チェッコ)
XIII	自動および半自動電話回線網	Lambiotte (ベルギー)	Chovet (仏)
XIV	ファクシミリ	Fijalkowsky (ポーランド)	Bitter (西独)
XV	伝送方式	Job (仏)	Gagliardi (伊)
XVI	電話回線	Franklin (英)	Clays (ベルギー)
SP.A	データ伝送	Rhodes (英)	Vanghan (米)
SP.B	全世界自動および半自動電話回線網	Bloeker (米)	Bjural (スウェーデン)
SP.C	雑音 (CCIR と合同)	Williams (英)	(CCIR)
—	テレビ伝送 (CCIR と合同)	(CCIR)	Franklin (英)
PLAN	国際回線網に対する一般開発計画 (CCIR と合同)	Antinori (伊)	Hamid (パキスタン)
S-COM PLAN (AFRICA)	アフリカ地域に対するプラン小委員会 (CCIR と合同)	Tedros (エチオピア)	Mili (チュニジア)
S-COM PLAN (ASIA)	アジア地域に対するプラン小委員会 (CCIR と合同)	Vasudevan (印)	松田 (日)
S-COM PLAN (LATIN AMERICA)	ラテンアメリカ地域に対するプラン小委員会 (CCIR と合同)	Nunez (メキシコ)	Oscipina (コロンビア)
—	汎アメリカ通信網設定のための暫定委員会	Nunuez (メキシコ)	Tejeda (ベネズエラ)

通信の進歩に伴って CCITT の作業内容も膨脹の一途をたどり、昨年末ニューデリーで開かれた第 2 回総会において研究委員会の再編成が行なわれ、表 1 のごとき構成をとることになった。このうち特に注目されるのは、特別研究委員会が新たに設置され、特定のテーマについて討論が進められることになった点である。近年の通信界における主要テーマの所在をこれから知ることもできよう。

CCITT の参加国は日, 米, 英, 西独, 仏, ソの外約 50 か国に及んでいる。

なお、つぎの第 3 回総会は 1964 年春モスクーで開催される予定である。

2. 欧米諸国と CCITT との関係

表 1 から明らかなように、研究委員会の議長ならびに副議長はほとんど欧州諸国の代表によって占められている。このことは過去における欧州諸国の CCITT に対する並々なぬ寄与と関心の深さを示している。あるいはむしろ CCITT は欧州諸国のものであったと断言することもできる。

裸線にはじまり、同軸、マイクロに終わる今日までの欧州の通信網は CCITT の討議に支えられて順調に発達した。今日欧州を出て世界に跨がる通信網が計画され、実施の緒につかんとするに際して、主要な役割を欧

* Recent Trend of International Telecommunication Conference (CCITT). By KENJI OGATA Member (Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation, Tokyo). [論文番 3424号]

* 昭和 36 年 11 月 11 日・東京電機大学講堂における本会全国大会特別講演。

州諸国がになうことは CCITT の歴史からみればむしろ当然のことといえよう。他方、欧州との間に短波以外の通信回線をもたなかった米国は、過去においては CCITT に積極的な関心を示さなかったが、技術的には提出した資料によって欧州諸国をリードした。この事実が世界通信網がクローズアップされた後の今回の議長人事に反映されていることも注目に値する。欧州諸国の通信方式は、国内用にとどまる短距離回線を除き CCITT の勧告する方式によっており、CCITT に対する寄与が、すなわち、これらの国相互間の協定をすすめることでもあった。

見方を変えれば、CCITT の勧告がまとまる以前にはその方式を国際回線の一部に使用することもできない。しかしこの原則を守るとは必ずしも容易でなく、CCITT に後からかけた場合には CCITT でこれに関連した論議が行なわれる時に自国の案を勧告に織り込ませるためのはげしい努力が行なわれている。

3. CCITT の Question の選び方

CCITT の各研究委員会は数多くの Question をかかえている。これらの Q は総会または研究委員会で選定されるが、事務局がいずれかの国の事務局あての提案によって問題を整理し、メンバ諸国に Q にすることの賛否を問う場合もある。このときには 12 か国以上の賛成を必要とする。

CCITT としては事務局がますます膨大になり、研究委員会開催の頻度も増しているので必ずしも Q がふえることを歓迎してはいない。それにもかかわらず通信網の構成が複雑になるにつれて Q の幅が広がることをとどめられない。これらの Q はレッド・ブックと呼ばれる赤表紙の本によとめられている。

4. 最近の主要テーマ

4.1 伝送関係

CCIF の中で最も華やかな討議が行なわれたのは伝送関係の諸問題についてであった。

複線方式、無装荷ケーブル方式、同軸ケーブルによる 960 通話路方式等についてまとめられた諸勧告がその成果を示している。しかし今日においては十分趣が異なり、伝送方式の問題から通信回線の問題へと移行しつつある。

伝送方式の問題としては同軸ケーブルによる 2700 通話路方式、細心同軸ケーブル方式が最近の主要テーマであり、前者についてはほぼ完結し、後者の審議は

継続されている。伝送機器については従来真空管を用いていた機器が今後トランジスタを利用した機器にかわるので、これに伴う検討が行なわれ、この結果が伝送方式の従来の勧告を変える可能性もある。

通信回線としては欧州の国際回線をもとにして標準長を 2500 km にとっていたが、世界通信網の計画に伴い 25000 km に拡張して検討を進めている。このように回線長が長くなると雑音、エコーの妨害がそれに応じて増大する。この対策として、それぞれ圧伸器 (compandor)、反響阻止器 (echo suppressor) がとり上げられている。

25000 km の回線は、国内回線 (national circuit)、国際回線 (international circuit)、大陸間回線 (intercontinental circuit) からなり、構成は図 1 のごとく考えられている。

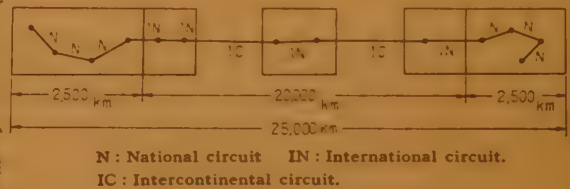


図1 25,000 km 回線の構成

大陸間回線には海底同軸ケーブルが用いられるので、高価なケーブルを有効に利用するための 3 kc 帯域用通話路端局装置、TASI 装置（通話のとぎれ時間を有効に利用し伝送可能通話数を増大せしめる装置）等が問題になっている。

回線特性としてはケーブル回線およびマイクロ回線 (scatter 回線を含む) の雑音量の時間的変動が主としてとり上げられている。

4.2 交換関係

国際回線がすべてリングメッシュ方式でオペレータにより運用されていたときには、言葉の問題も、信号の問題も、課金の問題も、さらには保守の問題も一応は解決されていた。しかしトラフィックが増大し、半自動サービス（発信国のオペレータが相手国の加入者をダイヤルで直接呼び出す）が要求されると問題はむずかしくなり、さらに全自動サービス（加入者ダイヤル）になると極端に複雑化する。

欧州の主要国間では、すべて半自動サービスが行なわれ、比較的近距离の諸都市間には全自動サービスさえ実施されている。これらのサービスのために、従来から信号、課金に関する諸問題が論議され、勧告も示されている。

最近に至り、海底同軸ケーブルによる世界通信網の計画が進み、半自動サービスの範囲が大洋をこえて欧州から米国へ、米国から日本へと拡大される趨勢にあるので、伝送路の特異性を考えて信号が論じられ、距離の長遠化に伴って課金の問題があらためて検討されている。また、欧州の End-to-End 中継（発信側のレジスタを接続完了まで保持しておき、その代わりに中継局のレジスタを簡略にするやり方）と異なり、日米が Link-to-Link 中継をとっていることも信号に課する条件を異ならしめる。

距離が長くなるに伴って時差が大きくなると最繁時は何かということがあらためて問題になり、回線の運用も両方向主義が自然となり、回線数の算出法も改めざるを得ない。

全世界番号計画も、欧州ですでに実行されている案には欧州以外の国のことが考えられていないので、あらためて作成されねばならない。

4.3 データ伝送関係

電子計算機の普及発達によって、データを伝送するための通信方式をいかにすべきかが問題になり、1956年12月の第1回 CCITT 総会にスウェーデン代表から Question として提起された。

その論点は、

- (1) データ伝送にはどんな方式を用うべきか
- (2) 電話回線を用うべきか、または電信回線を用うべきか
- (3) データ伝送に対し、電話交換網あるいはテレックス網を使うことができるか、専用線にすべきか
- (4) データを正確完全に伝送するためにどんなチェック方式を用い得るか

というものであった。この問題は国内問題として興味あるものであるが、電子計算機およびその付帯設備の標準化にも関係があるので、各国協力して解決することになった。

データ伝送は電話伝送と電信伝送とを一緒にして検討するため作業部会（Working Party）を設立している。またデータ伝送の標準化をあまり厳格に行なうとその成長を害するので、標準化は通信会社が必要とする最少限度にとどめようとしている。このため、つぎの諸点が当面問題となっている。

- (1) シグナルは時間や位相の信号を含んでも原則として2進コードであるべきか
- (2) コードの単位数は誤謬防止用のものを足すことになるが、利用者の声によるべきか

(3) パワーレベル、周波数偏差、雑音レベルは限定しておくべきか

(4) 伝送によって生ずる最大誤謬率は定めておくべきか

等。

4.4 その他

(i) 保守関係 欧州地域内の国際回線を主として保守に対する勧告を世界網に拡張した場合に発生する問題を検討する。自動回線試験器の仕様書を作成する作業部会もある。

(ii) 運用・料金関係 国際回線が自動化された場合の課金および料金配分に関する問題、指名通話、時間指定通話に対する問題。

(iii) ケーブル保護関係 電力線から通信線に対する保護についての指示書の原案ができて、本年8月最終加除訂正が行なわれた。ケーブル腐蝕に対する保護に関しては最近の技術を考慮して新勧告を作成。

5. プラン委員会と新興国援助

プラン委員会は表1に示すごとく、一般の研究委員会および特別研究委員会と並置され、欧州中心であった国際通信網計画を技術の進歩に伴って次第に拡張し世界通信網の構成にまで進むことを目的としている。

プラン委員会は、初め欧州内だけに限定していたのを、1952年の管理理事会で中東および南アジアを含めることにし、さらに日本の努力によって東南アジア、オーストラリアを包含した1959年の東京会議を見るに至った。東京会議は欧州外諸国の関心を一層高め、昨年はラテン・アメリカの会議がもたれ、12月のニューデリーにおけるCCITT第2回総会ではアジア、アフリカ、ラテン・アメリカの3つの小委員会が設立された。これら小委員会は、この地域における国際通信網発展のためのプランを設定し、その実現にあたってその地域に存在する技術上、運用上の問題のリストを作成することになっている。またRITと称する汎アメリカ通信網設定のための委員会も設置された。

ニューデリーのプラン委員会で検討された将来のアジア地域における海底同軸ケーブル計画を図2に示す。

国際通信網計画を進めるためには、通信の充分発達していない新興国（過去には未開発国と呼んでいた）の水準を高めなければならないので、これらの国に対する技術援助もプラン委員会の仕事になっている。

新興国に対する技術援助は、国際通信についてよりも、まず国内通信からではないかと考えていたが、二

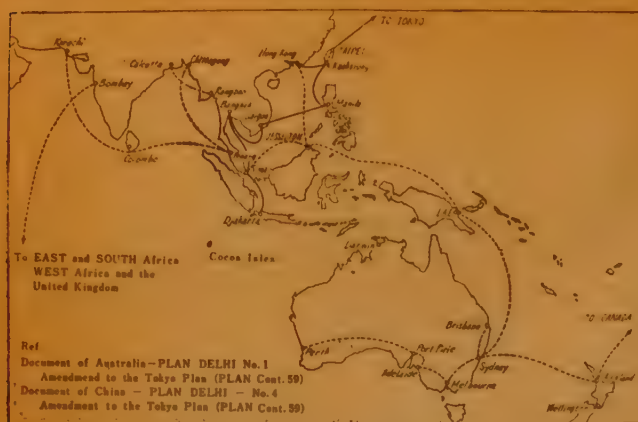


図2 将来のアジア地域における海底同軸ケーブル計画

ユーデリー総会において、交換方式について国内の方式に関する勧告案作成という任務をもったパンクス氏作業部会が発足した。この部会は、

(i) 交換方式あるいは交換機に関する共通指定仕様書のようなものを作り、しかも関係のデータを先進国から集めて整備しておけば、新興国がこれから自動化計画をたてメーカーに交換機を発注するのに大いに役立つであろう。

(ii) 各国の国内交換機の規格については、今さらこれらを統一しようとしても無理であるが、これから出るもの(大部分は新興国)だけでもある程度統一できれば国際交換を行なう上に大いに役立つであろう。

という二つの基本的な考え方に立っている。新興国に対する輸出を考えるとときには軽視しえない部会である。

8. わが国と CCITT との関係は いかにあるべきか

CCITT に統合される以前の CCIF, CCIT にも、わが国から幾多の代表が派遣され、たとえば無装荷ケーブルの輝かしい成果を発表する等によって活躍した。

しかし当時のわが国の通信方式は必ずしも国際規格に準拠しなかったため、会議の内容も、成果も実にわが国の通信方式を確立するときの参考にとどまることが少なくなかった。

最近における通信技術の進歩は欧州から遠く離れた日本との高速度多重通信をすら可能ならしめようとしている。また工業立国を目指す日本にとって、国際規格によらなければならない輸出の問題は一層 CCITT に対する関心を深からしめている。

最も身近な前者の問題として、1964 年を目標とする日米間半自動サービスの実現がある。この問題は国際電信電話会社の問題であると同時に、電電公社の問題でもあり、目下具体的なわが国の実施計画が両者の間で検討されているが、必要に応じ日本の主張を CCITT で説明し、わが国に有利な勧告に近付けるための努力が行なわれなければならない。このためには各専門分野別に CCITT で活躍する人材を数多く養成することが当面の急務である。また CCITT の Question も、わが国の通信事業との関係から一層

真剣に見直されなければならない。

近年における通信機器の輸出は着々成果をあげているように見えるが、わが国の輸出総額の中に占める割合は、いまだに微々たるものである。この問題を推進するためには、

- (1) CCITT を通して新興国その他に日本の技術水準を認識せしめること
 - (2) CCITT の勧告に極力日本の主張を織り込ませること
 - (5) CCITT の勧告を十分に認識すること
- 等が必要である。

とも色々な意味において CCITT に対する寄与と CCITT の有効な利用方法を考え直さなければならない時期に際合している。

7. む す び

わが国の通信事業がますます拡張規模を拡げなければならないときに、CCITT は一層身近な問題として、われわれに迫っている。郵政省、国際電々、電々公社のみでなく、通信事業に関係するメーカーも深甚なる関心を CCITT に向けはじめている。今後これらの人達が一層協力して CCITT に備え得る態勢を確立すべきである。

なお、世界通信網を論ずるときに当然問題となる宇宙通信は本誌にはふれていない。その理由は、宇宙通信は同じ ITU の諮問委員会である CCIR において周波数問題を中心として論議されており、通信方式として CCITT がとり上げる段階には到達していないからである。しかし宇宙通信が CCITT の討論の対象となるのは時間の問題でしかないであろう。

稲田記念学術奨励金贈呈 (第 14 回) [資料番号 5490]

昭和 36 年前期は昨年 11 月大阪で開催された電気四学会連合大会一般講演およびシンポジウム講演を対象として選定され、下記 14 君に贈呈された。

記載はつぎの通り、①出身地 ②最終卒業校名、科名(卒業年月) ③現在の職業 ④今まで行なったおもな研究題目 ⑤受領の対象となった講演題目(講演番号)

嵩 忠雄 ①神戸市(昭和 5 年 4 月), ②大阪大学工学部通信工学科(昭和 33 年 3 月卒), 同大学院修士課程(昭和 35 年 3 月卒), ③同大学院博士課程在学中, ④回路網理論, および符号構成法の研究, ⑤位相幾何学的な組織符号構成法, (10)

植之原道三 ①鹿児島県串木野市(大正 12 年 3 月), ②日本大学電気工学科(昭和 27 年 3 月), ③日本大学専任講師, ④マイクロ波放電を利用した周波数通倍器の研究, ⑤気中マイクロ波放電からの高調波発生の能率改善, (104)

木地 和夫 ①大阪府(昭和 7 年 6 月), ②大阪大学通信工学科(昭和 30 年 3 月卒), ③日本電気株式会社電子機械研究所電子計算機研究室, ④アナログ計算機の研究, ⑤トランジスタ化アナログ計算機の試作 (271)

野口 正一 ①東京都八王子市(昭和 5 年 3 月), ②東北大学工学部電気工学科(昭和 29 年 3 月卒), 同大学院博士課程(昭和 35 年 5 月終了), ③東北大学電気通信研究所, 助手, ④符号化の研究, 計算機の研究, ⑤逐次的な観測によるパターン認識の考察, (307)

林 彪 ①富山市(昭和 5 年 12 月), ②金沢大学電気工学科(昭和 29 年 3 月), ③日本電信電話公社電気通信研究所, 電子応用研究室研究主任, ④放電管の研究, 超伝導回路素子の研究, ⑤ズブラトロンの特特性, (383)

渡辺 真吾 ①東京都, ②横浜国立大学工学部電気工学科(昭和 28 年 3 月卒), 東京大学大学院修士課程(昭和 31 年 3 月修了), ③電気通信研究所電話機研究室, ④通話品質の研究, ⑤帯域雑音の明瞭度に及ぼす影響の予測, (1019)

内藤 喜之 ①大分県別府市(昭和 11 年 11 月), ②東京工業大学電気工学科(昭和 34 年 3 月卒), 同大学院修士課程(昭和 36 年 3 月卒), ③同大学院博士課程在学, ④電波吸収壁の材料の開発および構成法の研究, ⑤電波吸収壁の一構成法, (1118)

上田 愛彦 ①東京都(昭和 8 年 4 月), ②防衛

大学電気工学科(昭和 32 年 3 月卒), 東北大学大学院修士課程(昭和 36 年 3 月修了), ③同大学院博士課程在学, ④固体メーサーの研究, ⑤極低温固体メーサーの実験第Ⅲ報(ルビー・メーサー)(1154)

浜崎 襄二 ①島根県簸川郡大社町(昭和 6 年 10 月), ②東京大学工学部電気工学科(昭和 28 年 3 月卒), 同大学院数物系電気工学課程(昭和 33 年 3 月了), ③東京大学助教授, 東京大学生産技術研究所勤務, ④マイクロ波濾波器・トルク型電力計の研究, パラメトリック増幅器の研究, ⑥四端子型負性抵抗増幅器, (1173)

徳山 巍 ①東京都(昭和 4 年 11 月 15 日), ②東京大学工学部, 計測工学科(昭和 28 年 3 月卒業), ③株式会社日立製作所, 中央研究所第 2 部, ④合金型 pn 接合の欠陥構造, ゲルマニウム合金接合の降伏現象, ⑤ Ge 合金接合の異状降伏現象, (1292)

永田 穰 ①東京都(昭和 8 年 6 月), ②東京大学工学部電気工学科(昭和 31 年 3 月卒), ③日立製作所, 中央研究所, 第 43 研究室員, ④直結型直流増幅器の研究, トランジスタ安定化電源の研究, ⑤ Si トランジスタの低レベル動作について(その可能性と特色)(1442)

福島 邦彦 ①台北市(昭和 11 年 3 月), ②京都大学工学部電子工学科(昭和 33 年 3 月卒), ③日本放送協会技術研究所テレビ研究部, ④テレビ伝送帯域圧縮の研究, 立体テレビの研究, ⑤二次元パターンの冗長度-テレビ伝送帯域圧縮の理論的限界, (1485)

加藤満左夫 ①兵庫県芦屋市(昭和 8 年 3 月), ②慶応義塾大学工学部電気工学科(昭和 30 年 3 月卒), ③日本電信電話公社, 電気通信研究所, 電信課勤務, ④データ伝送, データ処理方式の研究, ⑤ MI による電信回線誤字の統計処理, (1530)

橋本 吉郎 ①東京都(昭和 6 年 7 月), ②早稲田大学理工学部, 電気通信科(昭和 31 年 3 月卒), ③東京大学航空研究所, 文部教官, ④ドプラレーダの研究, ⑤周波数自動追跡装置の一方法とその応用, (1643)

(昭和 36 年)

[illegible]

支 部 役 員

(文部)		(文部長)		(庶務幹事)		(會計幹事)	
北海	道	石真岡	正夫	昭太	夫進	一郎	夫
東	北京	野田	実雄	井嶋	進	庭	一朗
東	海	田本	雄郎	崎多	毀	卓之	力
信	越	本井	重郎	口沢	雄	侯義	夫
北	陸	藤原	重平	多口	隆	下	夫
関	西	川部	平雄	沢田	夫	中	蔵
中	国	玉黒	光	松武	之	田	郎
四	州	森		比	裕	中	通
九				古	章	本	夫

問 顧 集 編

[illegible]

論文委員会（幹）は幹事 編集長 高 木 昇

三義博二(幹)	諒淳又正敏周	木内塚井宮野木	新大貝駒田伴細山	正一三郎三男市	井藤口田中野子崎	新遠小窪田西星山	文之勉也助吉邦作	好知諒堅勝忠銀	宮壽田島島井琦	雨難岡岸高中藤矢	夫博俊猛雅治浩	芳正良禮	達南橋口野富田	安猪岡川関富福村	治君完治治一郎(幹)	昌勝芳喜正	木人照田井山井利	青家大亀寺寺平水	実(幹)	三郎男雄夫二雄	泰信幸善康潤孝	田島東井井渡田	相模大海酒垂樋増
---------	--------	---------	----------	---------	----------	----------	----------	---------	---------	----------	---------	------	---------	----------	------------	-------	----------	----------	------	---------	---------	---------	----------

海外論文委員会 委員長 高木

吾三雅郎修	啓陽良富上	橋々口奈三	大佐岡泰三	博男晴郎夫	(幹) 正安二和	湘藤松村内	猪奔末中堀	降吉博登文作	貞弘順	田藤山山村田	藤近柴中藤吉	寛見久宏尚	部又田田	阿川柴鶴藤吉田	珍義彦明一昭吉郎	山原山井田川	秋小沢重野吉	治一郎弘登弘	昌隆新忠隆	本森田永	吾三雅郎修
-------	-------	-------	-------	-------	----------	-------	-------	--------	-----	--------	--------	-------	------	---------	----------	--------	--------	--------	-------	------	-------

ニュース委員会 委員長 高 木 昇

雄一 一勇 木本 鈴木 男三(幹) 正周 杉山 三(幹) 又田 井村 駒村 續一 谷裕 糟中 明三 義寛 田島 植多 六武 幡市 今武

論 文 ・ 資 料

UDC 621.385.63 : 621.391.822

低雑音サイクロトロンビーム管の理論と試作実験*

正 員 齊 藤 成 文 正 員 見 目 正 道 正 員 松 岡 徹

(東京大学生産技術研究所)

(日本電気株式会社)

要約 電子ビームのサイクロトロン波を用いた低雑音パラメトリック増幅器を外部空胴形で試作し、周波数 1200 Mc, 雑音指数約 1.6 dB, 利得 20 dB の結果を得たので、その実験内容を示し、あわせて電子ビームのサイクロトロン波についての理論解析を行ない、設計上必要な式を導き出している。

1. は し が き

電子ビームのサイクロトロン波を用いたパラメトリック・ビーム管に関しては Adler⁽¹⁾⁽²⁾らが内部組込の集中定数回路を用いて、500 Mc 帯で利得 20~30 dB, 帯域幅 45~50 Mc, 雑音指数 1.4 dB を得、また Bridges⁽³⁾ はデマンタブルの内部空胴形を試作して、4140 Mc にて雑音指数 2.5 dB を得ている。われわれは 1200 Mc 帯で外部空胴形を試作実験し、利得 20 dB, 帯域幅 55 Mc, 最低雑音指数約 1.6 dB を記録したので、ここに報告する。なお試作実験にあたって各部の理論を検討し、いわゆる横方向の一樣電界中における電子ビームのサイクロトロン波の運動方程式を解き、fast wave の波の形を明らかにし、電子ビームアドミタンスの式を導き出して、電子ビーム雑音の除去と、増幅器としての雑音指数に対する検討を行ない、増幅機構については 4 極電界における信号波および下側幅波のアイドラ波の増幅の解析を行なったので、合わせてその概略を述べる。

2. 理論ならびに設計的考察

電子ビームに沿った外部直流磁界による電子のサイクロトロン波の運動に関しては文献 (2), (4), (5), (6), (7) に報告されているが、まずその作用を簡単に説明するとつぎのごとくなる。

図 1 の入力部に示すとき直角座標系の z 軸に沿って直流磁界 B を加え、その方向に電子ビームを通し、

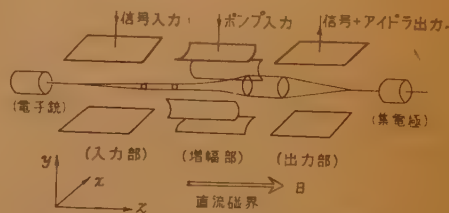


図 1 サイクロトロンビーム管の構成

Fig. 1—Schematic diagram of a typical cyclotron beam tube.

横方向の偏位を与えると各電子はサイクロトロン角周波数 ω_c で回転する。いま z 軸に沿った平行平板電極に ω_c にほとんど等しい高周波電界を加えると、個々の電子はその回転半径を直線的に増大させながら z 方向にすすみ、逆に出力部では ω_c にて回転する電子ビームにより平行平板電極に高周波電界を与える。増幅部はポンプ波電圧により図 2 に示すとき 4 極の π モード電界を構成し、 $\omega_p \approx 2\omega_c$ の角周波数で回転しているために、 ω_c で回転している電子は○印の位置に突入した場合、その回転半径を指数関数的に増大させ、●印の位置に突入した場合指数関数的に減少させる。

したがって全体として

電子ビームの回転エネルギーは双曲線関数的に増大する。

電子ビームの波としてはサイクロトロン波による fast wave, slow wave が存在し、このうち fast wave の増幅を利用すれば、従来のマイクロ波管に比べて極めて低い雑音の

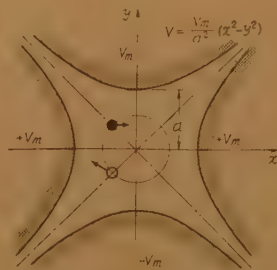


図 2 増幅器の電極断面

Fig. 2—Cross sectional view of quadrupole pump structure for cyclotron beam tube.

*Theory and Experimental Test of a Low Noise Cyclotron Beam Tube. By SHIGEBUMI SAITO (Institute of Industrial Science, University of Tokyo, Tokyo), MASAMICHI KENMOKU and TOORU MATSUOKA, Members (Nippon Electric Co., Ltd., Kawasaki). [論文番号 3425]

増幅器が期待されている。

以下の各項で、従来の理論に対しわれわれの検討した結果を述べる。

2.1 入出力結合部

図1のごとき平行平板の電極間に一様電界 $E = E_0 e^{j\omega t}$ が加わっている場合の電子ビームの運動方程式は

$$\frac{\partial v_x}{\partial t} + \frac{\partial v_x}{\partial z} u_0 + \omega_c v_y = 0 \quad (1)$$

$$\frac{\partial v_y}{\partial t} + \frac{\partial v_y}{\partial z} u_0 - \omega_c v_x = -\eta E_0 e^{j\omega t} \quad (2)$$

で与えられる。ただし、 v_x, v_y, u_0 はそれぞれ電子ビームの速度の x, y, z 成分であり、 $\omega_c = \eta B (\eta = |e|/m)$ はサイクロトロン角周波数を示す。これを解けば(付録1)、定常解は

$$v_x = [v_f e^{-j(\beta + \beta_c)z} + v_f e^{-j(\beta - \beta_c)z}] e^{j\omega t} \quad (3)$$

$$v_y = [j v_f e^{-j(\beta + \beta_c)z} - j v_f e^{-j(\beta - \beta_c)z}] e^{j\omega t} \quad (4)$$

となる。ただし、 $\beta = \omega/u_0, \beta_c = \omega_c/u_0$ で、 v_f, v_s はそれぞれ fast wave, slow wave の成分を示す。過渡解は

$$v_x = \frac{\eta E_0}{2(\beta + \beta_c)u_0} \left[\frac{\beta + \beta_c}{\beta - \beta_c} \{ e^{-j(\beta - \beta_c)z} - 1 \} - \{ e^{-j(\beta + \beta_c)z} - 1 \} \right] e^{j\omega t} \quad (5)$$

$$v_y = \frac{\eta E_0}{2(\beta + \beta_c)u_0} \left[-j \frac{\beta + \beta_c}{\beta - \beta_c} \{ e^{-j(\beta - \beta_c)z} - 1 \} - j \{ e^{-j(\beta + \beta_c)z} - 1 \} \right] e^{j\omega t} \quad (6)$$

となる。すなわち、電子ビームは位相速度 $u_0/(1 - \omega_c/\omega)$ の fast wave, $u_0/(1 + \omega_c/\omega)$ の slow wave の2つの波に分かれ、 $\omega \approx \omega_c$ では slow wave に比べて位相速度の非常に大きい fast wave だけがほとんど残り、ある瞬間における波の形としては、 z 方向にひらいたコーン状のエンベロープの上に、 $\omega \approx \omega_c$ によって巻き方向の異なるわずかにねじれたらせん状の一部を呈することになる。すなわち fast wave は $z = \text{Const.}$ の面を ω にて、一方個々の電子は u_0 で進む観測者から見て ω_c にて、共に時計回りに回転している。

出力部においては適にこの負方向にひらいたコーン状をなし、電子の回転半径が直線的に小さくなっている。すなわち入力部では高周波入力を電子ビームが吸収し、出力部では電子ビームが誘起する電界によって外部回路に電力を供給し、一種のアイソレータとして動作する。

2.2 増幅部

増幅部の4電極の x, y 断面を図2に示すとき双曲線とすればポテンシャル分布は

$$V = k(x^2 - y^2) \quad (7)$$

ただし、 $k = V_m/a^2$, V_m はポンプ波の尖頭電圧として表わし得るので、電子ビームの運動方程式は結局

$$\frac{\partial v_x}{\partial t} + u_0 \frac{\partial v_x}{\partial z} + \omega_c v_y = 2k\eta x \cos(\omega_p t + \phi) \quad (8)$$

$$\frac{\partial v_y}{\partial t} + u_0 \frac{\partial v_y}{\partial z} - \omega_c v_x = -2k\eta y \cos(\omega_p t + \phi) \quad (9)$$

となる。この解の結果のみを記すと、 $\omega_p = 2\omega_c$, $k\eta/\omega_c^2 \ll 1$ の条件下で(付録2)

$$v_x = \left[v_f \cdot \cosh \frac{k\eta z}{u_0 \omega_c} \cdot e^{-j(\beta - \beta_c)z} - v_s e^{-j(\beta + \beta_c)z} \right] e^{j\omega t} - j e^{-j\phi} v_f \cdot \sinh \frac{k\eta z}{u_0 \omega_c} \cdot e^{j(\beta_1 - \beta_c)z} \cdot e^{-j\omega t} \quad (10)$$

$$v_y = \left[-j v_f \cdot \cosh \frac{k\eta z}{u_0 \omega_c} \cdot e^{-j(\beta - \beta_c)z} + j v_s e^{-j(\beta + \beta_c)z} \right] e^{j\omega t} + e^{-j\phi} v_f \cdot \sinh \frac{k\eta z}{u_0 \omega_c} \cdot e^{j(\beta_1 - \beta_c)z} \cdot e^{-j\omega t} \quad (11)$$

で、 v_f, v_s はそれぞれ、fast wave, slow wave の成分、 $\omega_1 = \omega_p - \omega$, $\beta_1 = \omega_1/u_0$ である。式(10), (11)は fast wave の信号波およびアイドラ波の増幅を示す。 v_x, v_y は RF の電圧に比例するので $\omega_p = 2\omega_c$ のときの信号波およびアイドラ波の増幅度はそれぞれ

$$\begin{aligned} 20 \log_{10} \mu_s &= 20 \log_{10} \left[\cosh \frac{k\eta L_0}{u_0 \omega_c} \right] (\text{dB}) \\ 20 \log_{10} \mu_f &= 20 \log_{10} \left[\sinh \frac{k\eta L_0}{u_0 \omega_c} \right] (\text{dB}) \end{aligned} \quad (12)$$

ただし、 L_0 は Quadrupole の有効長、

$$k = V_m/a^2$$

となる。これらは設計上重要な式である。

2.3 雑音指数

2.1 で述べたように平行平板電極を有する空洞を用いて、電子ビームの動作により、入出力結合部(Input, Output Coupler)を構成できる。特に Input Coupler では電子ビーム雑音の fast wave 成分を除去でき、低雑音特性となる。

Input, Output Coupler の無負荷の Q をそれぞれ Q_0, Q_0' 、並列コンダクタンスを G_0, G_0' 、共振点からの周波数偏位の割合を δ, δ' とすれば、それぞれの並

列アドミタンスはつぎのごとくあらわされる。

すなわち

$$Y_i = G_0(1 + j2Q_0\delta) = G_0 + jB_0 \quad (13)$$

$$Y_o = G_o'(1 + j2Q_o'\delta') = G_o' + jB_o' \quad (14)$$

ただし

$$\delta = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}, \quad \delta' = \frac{\omega - \omega_0'}{\omega_0'} \quad (15)$$

一方電子ビームアドミタンスは平行平板電極の間げき d , 長さ l , 電子ビームの直流電圧電流を V_0, I_0 とすれば

$$Y_B = G_B + jB_B \\ = \frac{l^2}{4d^2} \cdot \frac{I_0}{V_0} \left[\frac{1 - \cos \theta}{\theta^2} - \frac{\theta - \sin \theta}{\theta^2} \right] \quad (16)$$

ただし

$$\theta = (\beta - \beta_0)l \quad (17)$$

となる。(付録3)

したがって Input, Output Coupler の等価回路は入力側の電源コンダクタンスを G_0 , 出力側の負荷コンダクタンスを G_E とれば式 (13), (14), (15) より明かなように, $\omega > \omega_0$ では空洞のサセプタンスは容量性を, 電子ビームのサセプタンスは誘導性を有するために, 図3のごとく示し得る。

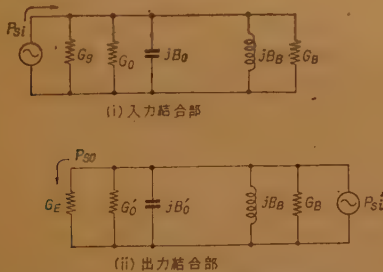


図3 入出力結合部の等価回路
Fig. 3—Equivalent circuits of input and output couplers.

雑音指数は付録4の計算より

$$NF = \left[\left(1 + \frac{G_0}{G_g} \right) + \frac{(G_0 + G_g - G_B)^2 + (B_0 + B_B)^2}{4G_g G_B} \cdot \frac{T_B}{T_0} \right] \left[1 + \frac{\mu_i}{\mu_s} \right] \quad (18)$$

ただし T_0 (°K) 常温, T_B (°K) 電子ビーム中の等価雑音温度, μ_s, μ_i は信号波およびアイドラ波の増幅度となるからこの種増幅管の NF は 3dB より以下にならないことがわかる。 $\omega = \omega_c = \omega_0$ のときは $B_0 = B_B = 0$ であるから

$$G_B = G_0 + G_g = G_L \quad (19)$$

になるように電子ビームのドリフトの電圧電流を定めてやれば電子ビーム雑音を入力回路側に 100% 吸収することになり, 最低雑音指数として

$$NF_{\min} = \left(1 + \frac{\mu_i}{\mu_s} \right) \left(1 + \frac{G_0}{G_g} \right) \quad (20)$$

を得る。したがって低雑音特性を得るには G_0/G_g を極めて小さくする必要がある。 $\omega \neq \omega_c$ の場合にはサセプタンス分を生じて NF が悪くなるが, 図3よりわかるように, B_0 と B_B の位相が逆であるから極端に悪くはならない。

3. 試作実験

空洞回路を用いた低雑音サイクロトロンビーム管の試作実験にあたって, 低雑音の特長を十分に生かすためには回路損失の比較的小さい内部空洞形の方がやゝ有利のように思われたが, 今回われわれは従来例のなかった外部空洞形を採用した。これは機械的周波数変化, 入出力の結合度を比較的小易にかつ広範囲に調節できるためである。

3.1 球の構造

内部見取図を図4に示す。電子銃, 入力結合部, 増幅部, 出力結合部, 集電極の5つの部分に分けられる。電子銃は rectilinear gun を用い, intercept により細い電子ビームを得ている。入出力結合部は共に同じ構造で, 2枚の平行平板電極と外部空洞により信号周波数に共振させる。増幅部は4本の棒状電極 (Quadrupole) を図2の電界に近似できるように配置して, サイクロトロン周波数の2倍の周波数にて π モードを励振させる。集電極は二次電子の影響を極めて小さくするため, 底のある細長い円筒状になっている。動作時は, サイクロトロン周波数に一致した直流磁界 B を電子ビームに沿ってかける。

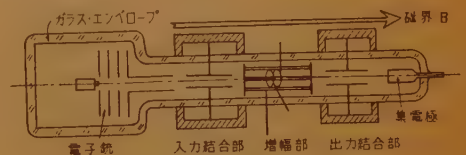


図3 球の内部見取図
Fig. 4—Sketch of the cyclotron beam tube.

3.2 入出力結合部静特性測定

入出力結合部の共振特性を図5に示す。いずれも 1175 Mc にて共振するようにあらかじめ調整してある。この実験により Input, Output Coupler の Q が

表 1 入出力回路特性表

	Input Coupler	Output Coupler
中心周波数	1175 Mc	1175 Mc
半値幅	28 Mc	30 Mc
Q_0	233	142
Q_E	51.2	54.1
Q_L	42.0	39.2
$1+\frac{Q_E}{Q_0}$	0.85 dB	1.4 dB

求められ表1のごとくなる。なお外部空胴をとりつけない状態にて対なお電極間の容量を測定した結果より、 R_0/Q_0 はつぎのごとくなった。

$$\frac{R_0}{Q_0} = \frac{1}{\omega C} = 120 \Omega$$

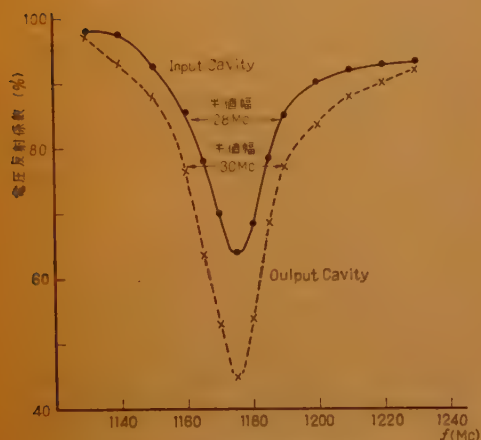


図 5 入出力結合部の共振特性

Fig. 5—Resonance curve of input and output couplers.

3.3 Quadrupole 共振特性の測定

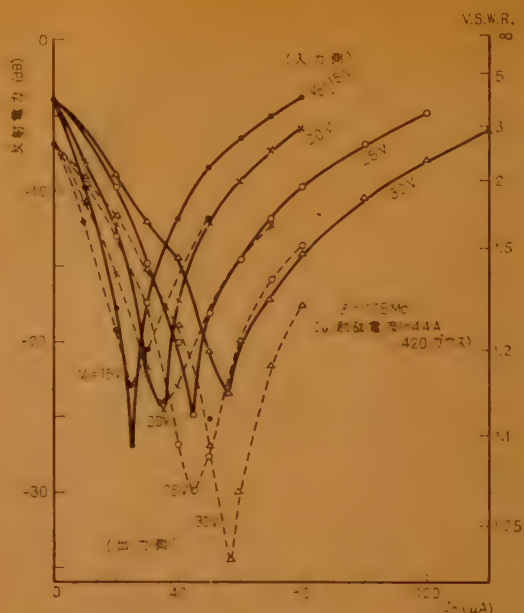
Quadrupole は中心周波数 2,360 Mc, 共振点における V.S.W.R. は 1.7 で、密結合であり、 $Q_0=86.8$ となる。一方 Quadrupole の特性インピーダンスを実験値より求めることにより、半波長共振における入力インピーダンス Z_{in} が算出できるので、加えたポンプ電力に対する Quadrupole 上の最大尖頭電圧が計算で求まる。特に増幅度が大きいときは $\mu_s=\mu_l=\mu$ となり、 $Z_{in}=2\text{ k}\Omega$, Quadrupole の有効長 $L_e=29\text{ mm}$ を用いることにより、ポンプ電力 P_p , および電子ビーム電圧 V_0 に対して、式 (20) は

$$20 \log_{10} \mu = 640 \sqrt{P_p / V_0} - 6 \quad (\text{dB}) \quad (21)$$

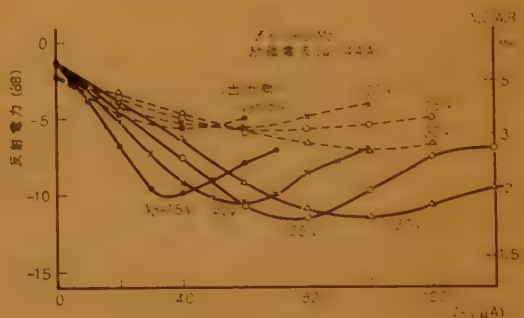
とかける。

3.4 入出力結合部動特性測定

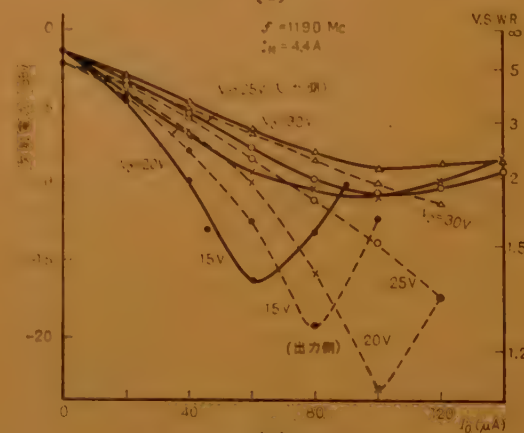
信号周波数にほぼ一致したサイクロトロン周波数における磁界を加えて電子ビームを通せば、ポンプ電力



(a)



(b)



(c)

図 6 入出力結合部整合特性

Fig. 6 Matching characteristics of input and output couplers as a function of beam current for various beam voltages.

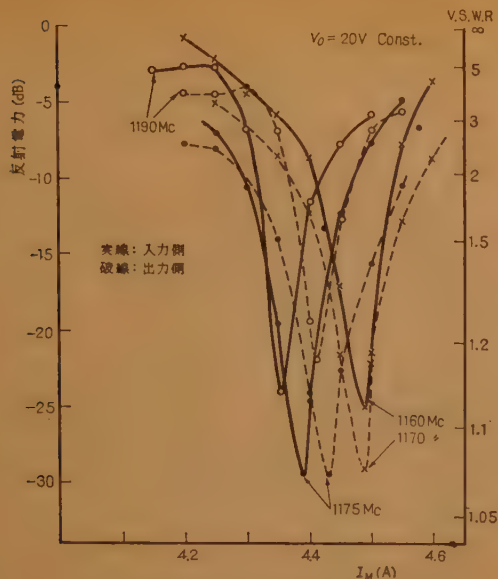


図7 励磁電流に対する入出力結合部整合特性

Fig. 7—Matching characteristics of input and output couplers as a function of exciting current of magnet for various frequencies.

がない場合、球は単向管として動作する。反射波の測定より動作時の整合状態を求め、図6(a)(b)(c)、7に示す。適当な磁界および電子ビームの直流電圧・電流により共振点ではほとんど整合状態となり、図6(a)、共振点より高い周波数では低いサイクロトロン周波数に移動させ、共振点より低い周波数では高いサイクロトロン周波数を用いると広帯域に整合がとれる(図7)。このことは $|\omega - \omega_c|$ を大きくすることであり、式(16)の $|B_B|$ を大にして $B_0 + B_B$ を零に近づけることになる。つぎに入力結合部に RF 電力を加え、出力結合部より取り出した場合の挿入損失特性を図8.9に示す。これらは入出力側それぞれに 0.5 dB の線路 Loss を含んでいる。

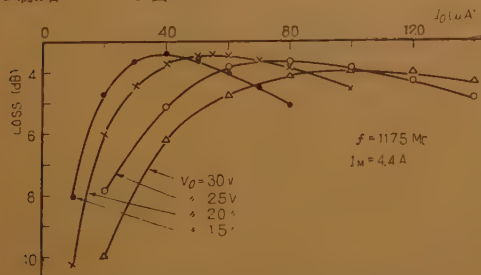


図8 1175 Mc における入出力透過特性

Fig. 8—Transmission characteristics of input and output couplers at 1175 Mc as a function of beam current for various beam voltages. (including 1 dB cable loss)

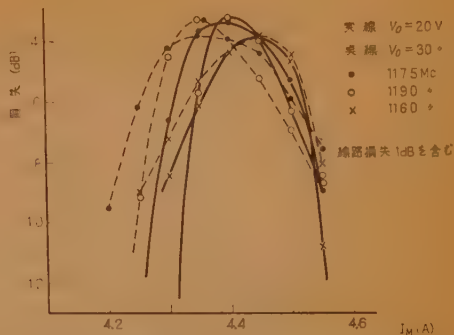


図9 励磁電流に対する入出力結合部透過特性

Fig. 9—Transmission characteristics of input and output couplers as a function of exciting current of magnet for various frequencies. (including 1 dB cable loss).

3.5 増幅度測定

$\omega_p \approx 2\omega_c$ でポンプ電力を増幅部に加えた場合、出力部には増幅された信号波とアイドラ波があらわれ、両周波数が等しいときは出力が 3 dB 増加する。ポンプ電力に対する利得の関係を図10に示す。利得はポンプ電力の平方根に比例して増大する式(21)の傾向をあらわしている。なお利得が増大するにつれて Output Coupler に流入する partition current が増大し、一定以上の利得が得られなくなる。これは一定レベル以下であれば、いかなる信号入力に対しても無関係にあらわれる*。入力に対する信号+アイドラ出力の関係を図11に示す。small signal gain は約 20 dB で直線性よく、飽和特性は Output Cavity への partition current の増大によりあらわれ、出力約 1 mW

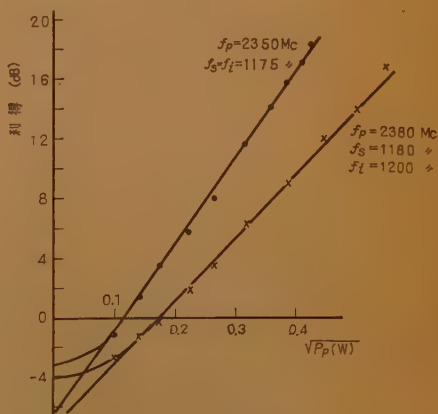


図10 ポンプ電力に関する利得の特性

Fig. 10—Gain plotted against the square root of pump power.

* 文献(3)にも同様の記述がある。

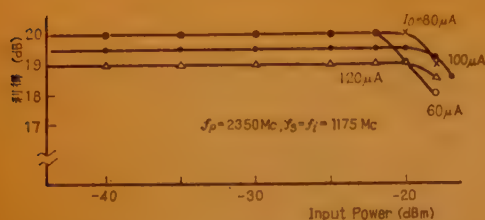


図 11 入力に対する利得の直線性および飽和特性
Fig. 11—Gain characteristics vs. input power.
(including 1 dB cable loss)

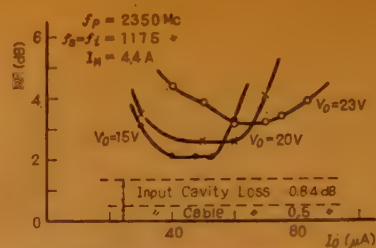


図 13 直流電流に対する雑音指数特性
Fig. 13—Noise figure characteristics
vs. beam current.

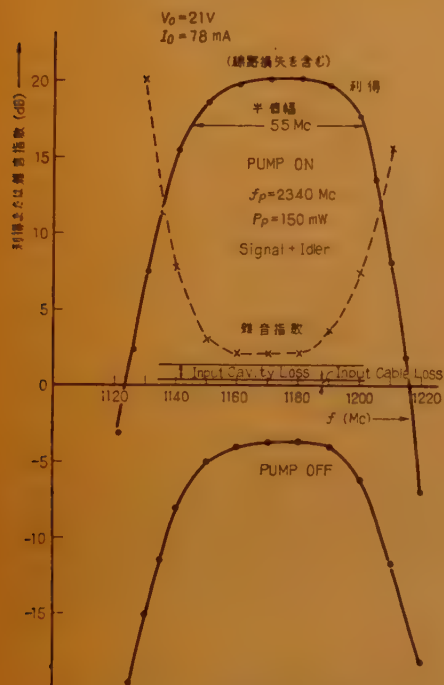


図 12 利得および雑音指数の周波数特性
Fig. 12—Frequency characteristics of gain
and noise figure.

を得ている。

周波数特性の一例を図 12 に示す。同図から判るごとく半値幅は 55 Mc となる。

3.6 雑音指数特性

球の雑音指数はけい光灯の雑音発生器の ON, OFF による雑音電力比 15.8 dB を用い、その後には較正された適当なパッドを挿入して測定を行なった。電子ビームのドリフトの電圧電流に対する NF の関係を図 13 に示した。これより最低の NF を与える電圧電流の関係は大体直線になり式 (19) の条件をほぼ満足していることがわかる。(図 14) NF の周波数特性は図 12 にのせた。最低の NF の値として 2.1 dB が得ら

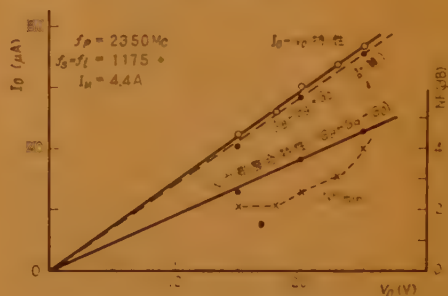


図 14 NF_{min} における直流電圧電流特性
Fig. 14—Beam current vs. beam voltage
for minimum noise figure.

れた。これより入力側の線路 Loss 0.5 dB を差し引けば、球だけの NF として 1.6 dB が得られている。

4. 実験の理論的考察

最小 NF の理論値は 3 dB であるが実験値がそれ以下になったのは、測定の際雑音入力の信号成分のみならず、idler 成分も入力分としてはいい。共にほぼ同量の増幅を行なっているためであり、球の前後に雑音入力の idler 成分を filter でおとせば、NF は 3 dB 悪くなると思われる。しかし、idler 周波数に対して雑音温度の極めて低い抵抗体を接続した場合には、それほど悪化しない⁽⁹⁾。Input Coupler の静特性より $1 + G_o/G_p = 0.85$ dB であるから、電子ビーム中の残留雑音指数は約 0.8 dB となる。整合式 (19) が成立している場合でも周波数がずれた点では式 (18) のサセプタンス分を生じて、理論上 NF が悪くなり、その周波数特性に影響を及ぼす。

つぎに入出力結合部の Beam Conductance を求める。整合特性より $I_0/V_0 = 1.8 \mu\text{U}$ が得られるから、空洞の電極寸法を式 (16) に用いて、 $G_B = 140 \mu\text{U}$ を得る。一方表 1 より G_p, G_o が計算でき、入力側では $G_p - G_o = 190 \mu\text{U}$ 、出力側では $125 \mu\text{U}$ となるので、式 (16) を設計上大体適用できることがわかる。

つぎに式 (21) の理論値に対する実験値の比較を行なうと、 $V_0=20$ V に対して $\sqrt{P_p}=0.1$ につき 14 dB の増幅度が得られるはずであるが、実験ではポンプ電力は線路損失、反射等で 3 dB 減少するので、結局 $\sqrt{P_p}=0.1$ あたり 8.5 dB の増幅度となる。この相違はかなり大きい、Quadrupole の形および電子ビームの広がり等により、増幅度を与える式に多少の修正を要求しているものと解釈できよう。

5. あ と が き

以上われわれが今回行った低雑音サイクロトロンビーム管の理論と実験の概要を述べた。理論については、付録に示したごとく、入力部、増幅部の電子軌跡および NF 解析を発展させた一般解を求めると共に、球の設計上必要な式を導き出した。実験については、従来にない外部空洞形の試作を行ない、1200 Mc 帯において各種の特性を得ることができた。

この実験で得られた NF は精度の高い値ではないがさらにくわしい値を知る上には雑音温度を正確に比較できる方法を用いる必要がある。球自身の NF 1.6 dB の中には前項で述べた入力部の変換 Loss により生ずる分と、電子ビーム雑音を完全に除去できないために生ずる分が含まれるが、それでもなお余分の雑音成分が残っていることになる。実験では電子銃部における適当な電圧電流調整により、最もよいと思われる諸条件の下に data を求めたのであるが、さらにこれらの関係を詳しく検討し今後の NF 改善に役立てたい。

終りに、この球の試作にあたって御指導をいたしている西尾彦彦博士、池沢茂部長並びに佐藤範夫氏、大類隆三氏、製作にあたった方々に深謝する。

文 献

- (1) R. Adler, G. Hrbeck & G. Wade: "A low noise electron beam parametric amplifier", I.R.E. 46, p 1756, (Oct. 1958).
- (2) 同上: "The quadrupole amplifier, a low noise parametric device", I.R.E. 47, p 1713 (Oct. 1959).
- (3) T.J. Bridges, A. Ashkin: "A micro wave adler tube", I.R.E. 48, p 361, (March 1960).
- (4) C. L. Cuccia: "The electron coupler", RCA Rev. p 270, (June 1949).
- (5) C. Johnson: "Theory of fast-wave parametric amplification", J.A. Phys. p 338, (Feb. 1960).
- (6) 齊藤成文: "電子ビーム電磁回路論", オーム文庫。
- (7) 齊藤, 見目: "時間的並びに空間的旋回電界によるサイクロトロン波のパラメトリック増幅", 信学会, マイクロ波真空管専委 (1961-03)。
- (8) 齊藤: "低雑音増幅器の現況とその重要性", 電学会, パラメトリック増幅器専委 (1960-12)。

付 録

(1) 電子ビームの運動方程式 (1)(2) を $\frac{\partial}{\partial t}=D_t$, $\frac{\partial}{\partial z}=D_z$ の演算子を用いて書き直すと,

$$(D_t + u_0 D_z) v_x + \omega_c v_y = 0 \quad (A-1)$$

$$(D_t + u_0 D_z) v_y - \omega_c v_x = -\eta E_0 e^{j\omega t} \quad (A-2)$$

定常解は

$$[(D_t + u_0 D_z)^2 + \omega_c^2] v_x = 0 \quad (A-3)$$

より任意の周期関数 ϕ_1, ϕ_2 を用いて一般的に

$$v_x = \phi_1 \left(t - \frac{z}{u_0} \right) e^{-j \frac{\omega_c}{u_0} z} + \phi_2 \left(t - \frac{z}{u_0} \right) e^{j \frac{\omega_c}{u_0} z} \quad (A-4)$$

となるが、信号周波成分の基本波のみであらわせば式

(3) を得、 v_y はこれを式 (A-1) に代入して求める。

つぎに過渡解は

$$v_x = \frac{\eta E_0 \omega_c e^{j\omega t}}{u_0^2 \left(D_z + \frac{D_t}{u_0} + j \beta_c \right) \left(D_z + \frac{D_t}{u_0} - j \beta_c \right)} \quad (A-5)$$

を解けば良い。

$$\begin{aligned} v_x &= \frac{\eta E_0 \beta_c e^{-j\beta_c z}}{\left(D_z + \frac{D_t}{u_0} - j \beta_c \right) u_0} \int_0^z e^{j\beta_c z} e^{j\omega((z/u_0)+a)} dz \\ &\quad (t=(z/u_0)+a \text{ とおく}) \\ &= \frac{\eta E_0 \beta_c e^{-j(\beta+\beta_0)z} e^{j\omega t}}{\left(D_z + \frac{D_t}{u_0} - j \beta_c \right) u_0} \cdot \frac{e^{j(\beta-\beta_0)z} - 1}{j(\beta+\beta_c)} \\ &\quad (a \text{ をもとに戻す}) \\ &= \frac{\eta E_0 \beta_c e^{j\beta_0 z}}{j(\beta+\beta_c) u_0} \int_0^z e^{-j\beta_0 z} e^{j\omega((z/u_0)+a)} \{1 - e^{-j(\beta+\beta_0)z}\} dz \\ &\quad (t=(z/u_0)+a \text{ とおく}) \\ &= \frac{\eta E_0 \beta_c e^{j\beta_0 z} e^{j\omega t} e^{-j\beta_0 z}}{j(\beta+\beta_c) u_0} \int_0^z [e^{j(\beta-\beta_0)z} - e^{-j2\beta_0 z}] dz \\ &\quad (a \text{ をもとに戻す}) \end{aligned}$$

これより式 (5) が導け、これを式 (A-1) に代入して v_y が求まる。

(2) Quadrupole における電子ビームの運動方程式を付録 1 で用いた演算子で書き改めると式 (8) (9) より

$$\begin{aligned} \left(D_z + \frac{1}{u_0} D_t \right) v_x + \beta_c v_y \\ = \beta_0^2 \frac{v_x}{D_z + \frac{1}{u_0} D_t} (e^{j\omega_2 t + j\phi} + e^{-j\omega_2 t - j\phi}) \quad (A-6) \end{aligned}$$

$$\left(D_z + \frac{1}{u_0} D_t\right) v_y - \beta_c v_x \\ = -\beta_0^2 \frac{v_y}{D_z + \frac{1}{u_0} D_t} (e^{j\omega_p t + j\phi} + e^{-j\omega_p t - j\phi}) \quad (\text{A-7})$$

となる。ただし $\beta_0^2 = \frac{k\eta}{u_0^2}$, $k = \frac{V_m}{a^2}$, $\eta = \frac{e}{m}$ であり、また

$$u_0 x = \frac{v_x}{\frac{\partial}{\partial z} + \frac{1}{u_0} \frac{\partial}{\partial t}}, \quad u_0 y = \frac{v_y}{\frac{\partial}{\partial z} + \frac{1}{u_0} \frac{\partial}{\partial t}} \quad (\text{A-8})$$

の関係を用いている。ここで解の形をつぎのごとく仮定する。

$$v_x = v_{x1} e^{j\omega t} + v_{x2} e^{-j\omega t} e^{jz} \quad (\text{A-9})$$

$$v_y = [v_{y1} e^{j\omega t} + v_{y2} e^{-j\omega t}] e^{jz} \quad (\text{A-10})$$

ただし、 $\omega_s = \omega_p - \omega$, とし、上側帯波 ($\omega_p + \omega$ 等) は省略した。(A-13)(A-14) を (A-10)(A-11) に適用する場合付録 1 と同様にして

$$\frac{v_{x2} e^{j\omega_2 t + jz}}{D_z + \frac{1}{u_0} D_t} = v_{x2} \frac{e^{j\omega_2 t + jz}}{\Gamma + j\beta_2} \left(\frac{\omega_2}{u_0} = \beta_2 \right)$$

等の関係を用いると、結局

$$\begin{aligned} (\Gamma + j\beta) v_{x1} + \beta_c v_{y1} &= \beta_0^2 \frac{v_{x2}}{\Gamma - j\beta_2} e^{j\phi} \\ (\Gamma + j\beta) v_{y1} - \beta_c v_{x1} &= -\beta_0^2 \frac{v_{y2}}{\Gamma - j\beta_2} e^{j\phi} \\ (\Gamma - j\beta_2) v_{x2} + \beta_c v_{y2} &= \beta_0^2 \frac{v_{x1}}{\Gamma + j\beta} e^{-j\phi} \\ (\Gamma - j\beta_2) v_{y2} - \beta_c v_{x2} &= -\beta_0^2 \frac{v_{y1}}{\Gamma + j\beta} e^{-j\phi} \end{aligned} \quad (\text{A-11})$$

を得る。これより v_{x1} , v_{y1} , v_{x2} , v_{y2} を消去すれば

$$\begin{aligned} &[\Gamma + j(\beta - \beta_c)][\Gamma - j(\beta_2 - \beta_c)] \\ &\cdot [\Gamma - j\beta_2][\Gamma + j\beta] = \beta_0^4 \\ &[\Gamma + j(\beta + \beta_c)][\Gamma - j(\beta_2 + \beta_c)] \\ &\cdot [\Gamma - j\beta_2][\Gamma + j\beta] = \beta_0^4 \end{aligned}$$

となり、これを Γ について解けば $\omega_p = 2\omega_c$ のとき

$$\begin{aligned} \Gamma &= \pm \alpha - j(\beta - \beta_c), \quad (\text{または } \pm \alpha + j(\beta_2 - \beta_c), \\ &-j\left(\beta + \frac{1}{2} \Delta \alpha\right), \quad j\left(\beta_2 + \frac{1}{2} \Delta \alpha\right) \text{ (fast wave)} \\ &-j\left(\beta + \beta_c + \frac{1}{12} \Delta \alpha\right), \quad j\left(\beta_2 + \beta_c + \frac{1}{12} \Delta \alpha\right), \\ &-j\left(\beta - \frac{1}{6} \Delta \alpha\right), \quad j\left(\beta_2 - \frac{1}{6} \Delta \alpha\right) \text{ (slow wave)} \end{aligned}$$

の合計 8 コの根が得られる。ただし $\alpha = \beta_0^2 / \beta_c$, $\Delta = \alpha /$

$\beta_c \ll 1$ これより境界条件で定まる 8 コの定数を用いて v_x , v_y が定まるが、そのそれぞれの項を fast wave では $v_y = -jv_x$, slow wave では $v_y = jv_x$ の条件下で式 (A-11) に用いることにより、 v_{x1} と v_{y2} , v_{y1} と v_{x2} の関係が求まるが、このうち Δ のかゝる項は近似的に省略できて、 $\alpha \rightarrow 0$ すなわち pump off のとき v_x , v_y はそれぞれ式 (3), (4) になることを考慮すれば、 β_2 を β_1 , ω_2 を ω_1 に書き直して結局式 (10), (11) を得る。

(3) 電子ビーム電流の交流成分を $i(z)e^{j\omega t}$ とすれば、それによって間けき d , 長さ l の平行平板電極に流入する電流は

$$I = - \int_0^l \frac{i(z)}{d} dz \quad (\text{A-12})$$

で与えられる(文献 6, p 336)直流電流を I_0 とすれば

$$i(z)e^{j\omega t} = I_0 v_y \quad (\text{A-13})$$

であり、 v_y は式 (A-1) で与えられ、 $\omega \neq \omega_c$ の場合には slow wave の項が無視できて

$$\begin{aligned} I &= \frac{j|I_0|\eta E_0}{2(\beta - \beta_c)u_0^2 d} \int_0^l (e^{-Kz - \beta_0 z} - 1) dz \\ &= \frac{l^2 |I_0|\eta E_0}{2u_0^2 d \theta^2} [(1 - \cos \theta) - j(\theta - \sin \theta)] \end{aligned}$$

ここで $(\beta - \beta_c)l = \theta$ であり、求める電子ビームアドミタンス Y_B は $l/(E_0 d)$ だから、 $u_0^2 = 2\eta V_0$ を用いて式 (16) が求まる。

(4) Input, Output Coupler の等価回路より整合関係から入力部より電子ビームへ、電子ビームから出力部へのそれぞれの変換損失 L_i , L_o が求まる。すなわち

$$L_i = \frac{4 G_g G_B}{(G_0 + G_g + G_B)^2 + (B_0 + B_B)^2} \quad (\text{A-14})$$

$$L_o = \frac{4 G_E G_B}{(G_0' + G_g + G_B)^2 + (B_0' + B_B)^2} \quad (\text{A-15})$$

増幅部で信号周波成分に対し μ_s 倍の電力利得があれば、入力信号 S_i に対して、出力信号 S_o は

$$S_o = L_i L_o \mu_s S_i \quad (\text{A-16})$$

つぎに雑音としては G_g , G_0 より $kT_0 B$, G_B より $kT_B B$ が発生する。ただし k はボルツマン定数, T_0 は常温 (°K), T_B は電子ビームの fast wave 雑音の等価温度 (°K), B は等価雑音帯域幅である。これらの雑音が電子ビームに流入する分を調べて見る。まず、

(i) G_g で発生した雑音が G_B にはいる分は

$$L_i k T_0 B \quad (\text{A-17})$$

(ii) G_0 で発生した雑音が G_B にはいる分は

$$G_0/G_g \cdot L_i k T_0 B \quad (\text{A-18})$$

(iii) G_B で発生した雑音が G_B に残る分は

$$\{1 - (G_g + G_0)/G_g\} L_i k T_0 B \quad (\text{A-19})$$

となる。一般にポンプ角周波数の半分 $\omega_p/2$, Input, Output Coupler の共振角周波数 ω_0 , ω_0' , 信号角周波数 ω はサイクロトロン角周波数 ω_c にはほぼ等しい場

合を考慮しているので、雑音の周波数帯は Signal および idler の帯域をカバーし、雑音の信号周波成分は $\mu_s + \mu_i$ の増幅度を得ていることになる。したがって出力側にあらわれる雑音電力 N_0 は

$$[(i) + (ii) + (iii)] L_i L_0 (\mu_s + \mu_i)$$

で、入力雑音電力が $N_i = k T_0 B$ だから、求める雑音指数は、 $S_i/N_i \div S_0/N_0$ を計算して式(18)となる。

(昭和36年5月6日受付)

UDC 621.37/.39.004.5

電子機器の保守度*

正員 川崎義人

(東京計器製造所)

要約 電子機器の信頼度と密接な関連をもつ保守についての量的研究である。一連の機器の修理時間の測定値の統計的分析によって、平均修理時間は機器固有成分と部品固有成分とから成ることを考察し、また機器の故障が複合故障によって生起する実際の現象を説明する理論的模形の考察と合わせて、一層精密な機器の保守度関数の理論的構成を行なった。

電子機器用の部品の普通の分類にしたがって各々の平均修理時間の部品固有成分を求めた。これを用いて任意の機器の保守度は部品組成がきまれば予測しうることを示した。以上によって保守度の工学的意義を明確にする基礎資料を獲得することを意図したものである。

1. 序 言

機器の保守は一般に機器使用上の信頼度を維持するための重要な要因の一つであることは明白である。電子機器に対する信頼度の技術はその応用の発展と共に工学的基礎を確立しつつあるが、保守に関する技術はまだ充分な学問的体系というような形をなしておらず保守の数量的取扱の研究がようやく緒に着いているとみるべき段階である。

保守とは機器の故障に関連して比較的直接的機器に対して取られる人間の行為、手段、機能などを概括的に呼称するものであるから、その問題は多面的で、多くの異質的要素を含み、普遍的な解決はむづかしいと思われる。しかしながら機器の信頼度理論でさえ、似たような混沌の中から単純な故障生起の確率論的認識に始まって、今日一応の体系ができていることを想起すれば、保守に関しても数量化の容易なところから着手してその研究を進展させようとする気運にあることがうなづけるのである。

現在保守の量的研究の多くは⁽¹⁾⁻⁽⁴⁾ 保守度 (Main-

tainability) の定義**を出発点としている。これは極めて包括的な定義であるため、かえってその焦点を見失い勝ちとなり、機器の固有値であるとの意識はとに角としても、工学的な面に対する基礎的研究はほとんどなされていないようである。本文は主としてこの点に着目して一連の電子機器の現地修理のデータを分析、考察し、保守研究の出発点としての基礎的数値を獲得する目的をもって行なった研究成果である。

2. 保守度関数の理論的構成

2.1 保守と保守度

機器の保守とは、点検、視察、故障個所の探究、調整、部品交換、修理、動作試験、検査など機器の故障に関連して行なわれる行為を総称するものである。故障が発生したのち行なわれる緊急保守と、発生を未然に防止するために行なわれる予防保守とがある。

緊急保守は故障による機器動作の中断が起こって着手され、動作の復旧までの時間の短縮が重要であることが多い。これに対し予防保守は定期的あるいは使用前随時、信頼度を維持または向上させるために行なわ

* Maintainability of Electronic Equipment. By YOSHITO KAWASAKI, Member (Tokyo Keiki Seizoshu Co., Ltd., Tokyo). [論文番号 3426]

** Ryerson その他⁽⁷⁾による、“保守度とは、その機器が規定の保守環境において故障発生後一定時間内に修理される確率”。

れ、必ずしも保守の所要時間は問題とならないが、常識的に無制限という訳ではない。

したがって機器は一般に保守し易い構造になっていることが必要であり、また保守員の能力、人数、保守設備、方法などを含む広義の保守環境が充分整っていないなければならない。

機器の保守し易さは主として機器の構造的特質——構成、各部の構造、複雑さ、寸法、重量、配列、機能など——と故障の性質——場所、個数、程度など——のような主として工学的な要素によって規定されるものであるから、保守環境の統計的一様性が保証される状態のもとでは、保守時間によって定義される保守度は機器自体の保守し易さを表わす尺度と考えてよい。さらに保守し易さの大小が緊密に保守時間に関連をもつのは、緊急保守の場合のように故障場所の除去を直接の動機として行なわれるときで、保守完了までの所要時間の短縮がつねに意識されている場合である。

よってこのうち緊急保守における所要時間を故障回復時間あるいは修理時間と定義し、これについて議論を進めることにする。

保守度の定義によって、故障回復時間を τ とすると、 t 時間以内に保守が完了する確率として分布関数

$$M(t) = \text{Prob}(\tau < t), 0 < t < \infty \quad (1)$$

が対応する⁽⁹⁾。 $M(t)$ を保守度関数と呼ぶ。また

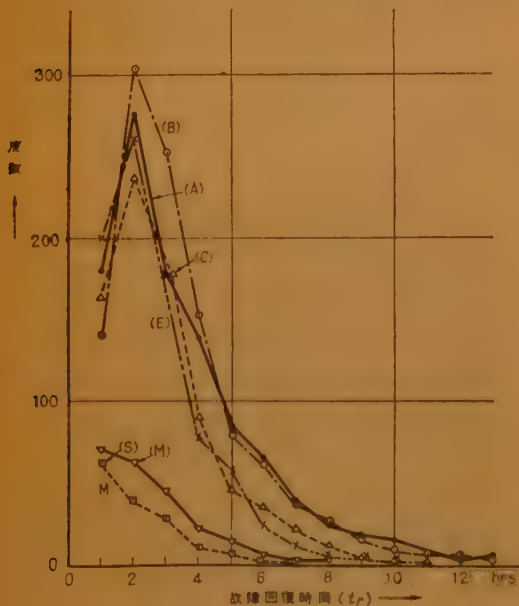


図 1 各種故障回復時間度数分布
Fig. 1—Repair-time frequency distribution of each equipment.

$$\bar{t}_r = \int_0^{\infty} t dM(t) \quad (2)$$

を平均故障回復時間または平均修理時間と呼ぶ。

保守度関数の実際の形についていま一、二発表されているが^{(4)・(9)}、物理的に意味の付け易い分布関数の種類は少ないので、その形の上からだけで保守度関数を論じようとしても充分な成果は期し難い。

図 1 に本研究の機器の保守時間の度数曲線を示し参考とした。

2.2 部品の保守度

いま機器を構成している部品を考える。これは電子管、抵抗、コンデンサのような単体部品、フィルタリレー、シンクロのような複合部品、または機器の一部を構成する増幅器をブラックボックスと考えたユニットなど信頼度技術において普通考えられている分類と識別によるものである。

保守度の定義はもともと機器に対するものであるがこの考え方を部品のレベルに適用して部品の保守度を定義することができる。以下これについて述べる。

部品の故障は機器の故障を起こした原因として機器の中に存在するものであるから、その修理はつねに機器の正常動作への復帰を考慮しつゝ行なわれる。

ある特定部品の修理時間の内訳はおよそつぎのようである。

(1) 故障探究時間：機器が故障になったことをわれわれが知るのはその動作の異常を外的な現象として認めるからで、そのときにはまだ故障部品の存在箇所は分かっていないのが普通である。これを探し出すための所要時間である。

(2) 交換時間：見出された故障部品に対する直接の交換、修理、調整のための時間である。

(3) 点検時間：交換、修理、調整などを行なった部品が結果において、機器の動作の異常の回復に貢献したかどうかを確かめるための点検に要する時間である。

これらは修理の過程において順序の変更、修理に無関係な要素の介入、無駄など任意の人的要素によって変動があるばかりでなく、各作業要素が単純に分離されることはむしろ少ないので、このように分類しても別々に測ることは困難である。よってつぎのように考えをまとめる。

機器内のある部品 A_i が故障で、これを修理して機器の故障が t_{ri} 時間のうち回復したとする。このうち故障探究時間、点検時間は機器全体の動作に対する行

為の所要時間であるから、部品 A_i の個々の性質よりも機器全体の構造的性質に関係する。その所要時間の合計を t_a とすれば、これは故障部品あるいは故障場所に無関係と考えることができる。一方交換時間は部品個々に対する直接の修理行為であり、あるきまった部品の機器中における結合のされ方は機器によってあまり変わらないと見てよいから、この時間は機器に関係のない部品の固有値と考えてよい。これを t_{ci} とおけば

$$t_{ri} = t_a + t_{ci} \quad (3)$$

t_{ri} , t_a , t_{ci} はそれぞれ確率変数であって、分布関数 $M_i(t)$, $M_a(t)$, $M_{ci}(t)$ が対応する。 t_a と t_{ci} は上に考えたように互いに無関係であるから

$$M_i(t) = M_a(t) \star M_{ci}(t) \quad (4)$$

$M_i(t)$ は修理結果が部品 A_i であったときの機器の保守度関数であるが、便宜上これを部品 A_i の保守度関数と呼ぶ。 t_a を修理時間の機器固有成分、 t_{ci} を修理時間の部品固有成分と呼ぶ。

2.3 複合部品故障の場合の保守度

従来の信頼度理論では機器故障は単一部品の故障によって発生するものとし、部品故障の独立性を前提として乗積法則を用いて、部品故障と機器故障を関係付けている。このことは理論として簡明であり、多くの場合有用である。しかしながら実際の機器の故障を観察すると、必ずしも 1 回の機器故障に対して 1 個の部品故障が対応していないで、結果的に何個かの部品を修理または交換しなければ機器の故障は回復しない場合もまた多いのである。

その理由としては、Acheson⁽⁹⁾ が考察しているように、機器内部の部品間の補償作用、冗長回路、帰還回路、安全率、裕度および環境誘導による相互作用などが考えられ、そのほか故障に対する判定誤り⁽¹⁰⁾、機器の使用度⁽¹¹⁾ などによっても同様のことが起こる。

このような故障の起こり方を複合部品故障と名付けよう。信頼度論の見地からはこの場合に対する取扱いが一般的にきまったものはないので、適当な解釈によって処理してよいのであるが、保守の実際の立場からは無視することはできない。

いま機器の 1 故障に対応して修理を要した部品が $A_1; A_2, \dots, A_i$ であったとする。このときの修理時間を $t_{r1,2,\dots,\nu}$ 、前節と同じ考えにもとづいて、これは機器固有成分 t_a と個別の部品固有成分の和 $t_{c1} + t_{c2} + \dots + t_{c\nu}$ との合計から成るものと考え、すなわち

$$t_{r1,2,\dots,\nu} = t_a + t_{c1} + t_{c2} + \dots + t_{c\nu} \quad (5)$$

$t_{r1,2,\dots,\nu}$, t_a , t_{c1} , t_{c2}, \dots , $t_{c\nu}$ の分布関数をそれぞれ $M_{1,2,\dots,\nu}(t)$, $M_a(t)$, $M_{c1}(t), \dots, M_{c\nu}(t)$ とおけば式 (4) に対応して

$$M_{1,2,\dots,\nu}(t) = M_a(t) \star M_{c1}(t) \star M_{c2}(t) \star \dots \star M_{c\nu}(t) \quad (6)$$

が得られる。 $M_{1,2,\dots,\nu}(t)$ を複合部品故障 A_1, A_2, \dots, A_ν の保守度と呼ぶ。

2.4 複合部品故障の現象的理論

前節に述べたように複合部品故障の発生の機構は雑多で、単純な理論にまとめることができるかどうか。つまびらかでない。しかしながらのちに述べる機器の保守度関数の関係式の取扱の便を考えながら、実測の現象を説明するに足る程度のいわば現象的理論を建ておくことにする。

総数 N 個の特質な部品から成る機器において、各部品が故障になったときただちに機器の故障を生起せず、確率 p で機器の故障を起こすものと仮定する。すなわち部品 1 個が故障しても $1-p=q$ なる確率で機器故障を生じないことになる。

あるときの機器故障で ν 個の故障部品が発見されたとすると、 ν 個の内 1 個が機器故障を起こし、他の $\nu-1$ 個は故障を起こさなかったものと考えることができるから、機器 1 回の故障に含まれる故障部品数が ν である確率 $P(\nu)$ はつぎによって与えられる。

$$P(\nu) = p \cdot q^{\nu-1}, \quad q = 1-p \quad (7)$$

ν の値は N より大きくはなりえないが、 N が充分大きければ

$$\sum_{\nu=1}^N P(\nu) \doteq 1 \quad (8)$$

だから式 (7) の $P(\nu)$ は ν の分布密度と考えてよい。これは幾何分布である。

平均故障部品数を $\bar{\nu}$ で表わすと

$$\bar{\nu} = \sum_{\nu=1}^N \nu \cdot (1-p)^{\nu-1} \cdot p \quad (9)$$

N が大きいときにはこれはつぎのようになる。

$$\bar{\nu} = 1/p \quad (10)$$

よって式 (7) は

$$P(\nu) = \frac{1}{\bar{\nu}} \left(1 - \frac{1}{\bar{\nu}} \right)^{\nu-1} \quad (11)$$

ここで p または $\bar{\nu}$ 、したがって $P(\nu)$ は部品の種類、部品の組合わせ、あるいは機器の構成などによって異なる値をもつことは当然と考えられるのであるが、これらの差違を一切無視して実際の機器の測定値

* $M_a(t) \star M_{ci}(t) = \int_0^\infty M_a(t-x) dM_{ci}(x)$.

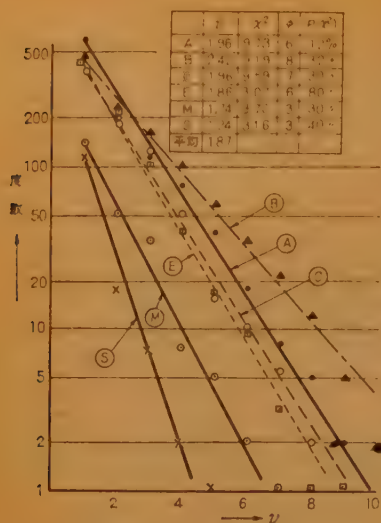


図 2 ν の度数曲線
Fig. 2—Frequency distribution of ν .

にあてはめてみよう。図 2 はいろいろな機器について、機器故障 1 回の中に含まれる部品故障数（部品の種類は考えない） ν ($\nu=1, 2, \dots$) である場合の度数を示すものである。同図中の曲線は実測度数から求めた $\bar{\nu}$ を用いて $P(\nu)$ を式 (11) から計算したものを示している。観測点の適合度は図中に示したように χ^2 検定によって各機器共相当良好である。

これによって式 (11) は機器の複合部品故障の発生現象を極めてよく表わしていることが分かる。その根本は各部品の故障が確率 p で機器故障を起こすと仮定した点にある。これを部品の機器故障誘導確率と呼ぶ。

Schechtel その他⁽⁵⁾ は $\bar{\nu}$ をもって 部品破壊率と呼び、米軍の二、三の機器で、 $\bar{\nu}=2.3$ の実測値を得ている。図 2 の場合には $\bar{\nu}=1.2 \sim 2.4$ ($p=0.40 \sim 0.86$) となっている。

2.5 機器の保守度関数

ある機器の故障回復時間は故障部品が分かれば、その部品固有成分によってきまるとは、故障部品の場所はあらかじめ分からないで、確率的に（故障率として）与えられるに過ぎない。ここでは前節までの準備によって機器の保守度関数を部品の保守度関数によって構成することを考察する。

故障率 λ_i の部品 N_i 個 ($i=1, 2, \dots, n$) ずつから成る機器を考えよう。複雑さ（総部品数）を N とすれば $N = \sum_{i=1}^n N_i$ である。 i 番目の種類の部品の保守度を $M_i(t)$ とすれば、これは式 (4) によって

$$M_i(t) = M_o(t) \star M_{ci}(t) \quad (12)$$

はじめに機器故障は単一部品によって起こされると考える。すなわち N 個の部品中の 1 個の部品によって必ず機器故障が起こるとする。その部品が i 番目の種類に属する確率 P_i は

$$P_i = N_i \lambda_i / \sum_{i=1}^n N_i \lambda_i \quad (13)$$

である。これにおいて明らかにつきが成立する。

$$\sum_{i=1}^n P_i = 1 \quad (14)$$

機器に故障が起きたとき、故障部品が i に属するか j に属するか ($i \neq j$) によって t 時間以内にその故障が回復する確率は $M_i(t)$ または $M_j(t)$ となる。よって式 (14) を考慮して、故障部品のいかなを問わず t 時間以内に故障が回復する確率、すなわちこの機器の保守度関数は

$$M(t) = \sum_{i=1}^n P_i \cdot M_i(t) \quad (15)$$

平均故障回復時間は各部品のこの機器における平均故障回復時間を \bar{t}_{ri} とすれば

$$\bar{t}_r = \sum_{i=1}^n P_i \bar{t}_{ri} \quad (16)$$

となり、これは Schechtel その他⁽⁵⁾ によって与えられたものと形式的に同じになる。さらに式 (12) を用い

$$M(t) = M_o(t) \star \left(\sum_{i=1}^n P_i \cdot M_{ci}(t) \right) \quad (17)$$

および

$$\bar{t}_r = \bar{t}_o + \sum_{i=1}^n P_i \cdot \bar{t}_{ci} \quad (18)$$

が得られる。これにおいて部品の保守度関数と機器の保守度関数の関係が明らかになった。すなわち後者は機器を構成する部品の故障率によって部品の保守度関数を加重平均したもので表わされている。さらに式 (17), (18) において

$$\left. \begin{aligned} M_b(t) &= \sum_{i=1}^n P_i \cdot M_{ci}(t) \\ \bar{t}_b &= \sum_{i=1}^n P_i \cdot \bar{t}_{ci} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

とおけば、これらはこの機器の全部品の修理時間の部品固有成分の分布関数および平均値の故障率加重平均である。よって機器の保守度関数は機器固有の分布関数 $M_o(t)$ と、構成全部品の区別を付けない部品固有の分布関数 $M_b(t)$ との複合から成るということができる。

複合部品故障の場合は、 ν 個の部品故障があったと

して式 (5) にもどって考える。これは故障部品が分かっているときの修理時間の構成であった。機器としての保守度を考えるときには部品区別はあらかじめ分からないのであるから、 $t_{c1}, t_{c2}, \dots, t_{cv}$ はみな同じ分布関数 $M_b(t)$ を有するものとしてよい。したがって故障部品数が ν であることだけが分かっている機器の保守度関数を $M_\nu(t)$ とすれば式 (6) に対応して

$$M_\nu(t) = M_a(t) \star \underbrace{M_b(t) \star \dots \star M_b(t)}_{\nu} \quad (20)$$

機器においては複合部品数 ν ははじめは分かっているで単に確率分布 $P(\nu)$ によって支配されている。よって機器の保守度関数は一般的に

$$M(t) = M_a(t) \star \left\{ \sum_{\nu=1}^{\infty} P(\nu) \cdot M_b^\nu(t) \right\} \quad (21)$$

たゞし

$$M_b^\nu(t) = \underbrace{M_b(t) \star \dots \star M_b(t)}_{\nu} \quad (22)$$

である。

式 (20) より部品数 ν が分かっているときの平均修理時間を $\bar{t}_{r\nu}$ とすれば

$$\bar{t}_{r\nu} = \bar{t}_a + \nu \cdot \bar{t}_b \quad (23)$$

こゝで \bar{t}_b は式 (19) で与えられる。

機器の平均修理時間を \bar{t}_r とすれば、式 (21) を用いて計算すると

$$\bar{t}_r = \bar{t}_a + \bar{\nu} \cdot \bar{t}_b \quad (24)$$

3. 測 定

3.1 データの性質

本研究における測定データは、船舶用電子機器 6 種類* について、その数年分の故障修理報告書の集積の中から取ったものである。各機器の複雑さ N は 100 ないし 800 にわたっている。

問題の性質上測定値、こゝでは主として修理時間、は実験室的に制御された環境で得られるような再現性を期待しえないのはやむをえないことであるから、資料の取材範囲、方法などについてこれから述べるような条件を詳細に規定し、データ処理の結果の普遍性を期した。できるだけ多くの資料の中から各機器ごとに特定の船、保守員などにかたよらないようランダムな抽出を行なった。一般にこの種のデータは適確に規定し難いような多種多様な条件が数値に影響を与えるの

で、資料の取材範囲をあまり広くし過ぎるとかえって結論をあいまいにするおそれがある。この意味で、特定のグループ、すなわち製造会社のサービス部というようなまとまった人々によって保守された一連の機器のデータはある程度の一様性が期待されるものと思われる。

つぎにデータの性質、保守条件などを列記する。

(1) これらの機種種の保守は、ドックなどで行なわれる時間的余裕の充分な予防保守と、一般入港時に行なわれる緊急保守とがあり、報告書の上で明りょうに識別できる。このデータは後者の緊急保守の行なわれた報告書より修理時間その他を集めた。

(2) 機器故障 1 回につき 1 枚の報告書が原則として発行されている。機器故障の判定の基礎はこの理論を適用するとき最も重要であるから、この原則の守られていないものは注意して選択、取捨した。

(3) 報告書には保守開始時刻と完了時刻が記入される。その間食事時間、部品準備時間、休けい時間、その他の待時間は原則として含まれない。それでこれによって実働時間を取ることができる。

(4) 保守の場所が船内以外で行なわれたものは除外した。また同一故障で数日間にわたるものは毎日の実働の累計時間を取る。

(5) 保守員は専門高校以上の電子技術に対する基礎的素養を有し、最低 3 年以上同種機器の保守の訓練と経験を経て現場組織に配属されている。取材した報告書はこのうち約 20 名の異なる保守員の単独作業によるものである。2 人以上共同で行なった場合の報告書は数少ないが、データより除外する。

(6) 修理は電子管、コンデンサ、抵抗などのような単純な部品の交換、モータ、リレーなどの機能的部品あるいはシャーシ、シャフト、配線、組立部などの機械的部品の交換および部分的修理などで、普通一般に考えられている範囲を出ない。これらの部品は完備した管理組織によって入手は迅速かつ容易に行なわれるようになっている。たゞし入手のための所要時間は修理時間には含まれない。

(7) 使用試験器具、工具などは運搬、活動上の制限をある程度受けている。電気的試験器具としてはテスタの使用は普通である。小形シンクロスコープはしばしば使われている。真空管試験器を使用する場合は予防保守の性格を帯びてくるので除外した。

(8) 修理時間は保守経費として需要者の負担となる場合と、機器の保償期間として保守員の属する組織

* レーダ 4 種、ロラン、音響測深機各 1 種。

(会社)にかゝる場合とがある。このことが意識的に修理時間を左右することは実際上起こっていないものと思われた。

3.2 結果と検討

各機器ごとの故障回復時間の度数分布はまえに掲げた図1に示すとおりである。

測定されたデータは前節の説明で明かなように機器としての修理時間であるから、これを部品別あるいは複合部品故障数別に層別して、部品の修理時間を求め機器固有成分と部品固有成分とに分離する必要がある。この場合それぞれの分布関数の形まで求めることはできないが、そのパラメータの一つである平均値ないし分散は計算によって求めることができる。測定値の数を多くしたことによって、分布関数の形はあまり気にしないでよい。

表1は一例として機器“C”の故障回復時間を ν をパラメータとして表わしたものである。横軸に修理時間 t_r を1時間ごとに区切り、縦軸に $\nu=1, 2, 3, \dots$ を取る。 ν, t_r に対応する各区画の中にはその発生度数が記してある。このような表を各機器ごとに作成し、同じ ν に対する修理時間の平均値を $\bar{t}_{r\nu}$ として、各機器ごとに $\bar{t}_{r\nu}$ を ν に対してプロットしたものを図3に示す。

この図から機器の平均修理時間は部品の複合数 ν に直線的に比例していることが分かる。式(23)から明かなように、この直線が縦軸を切る点の値が \bar{t}_a を表わし、またその傾斜が \bar{t}_b であると考えることができ

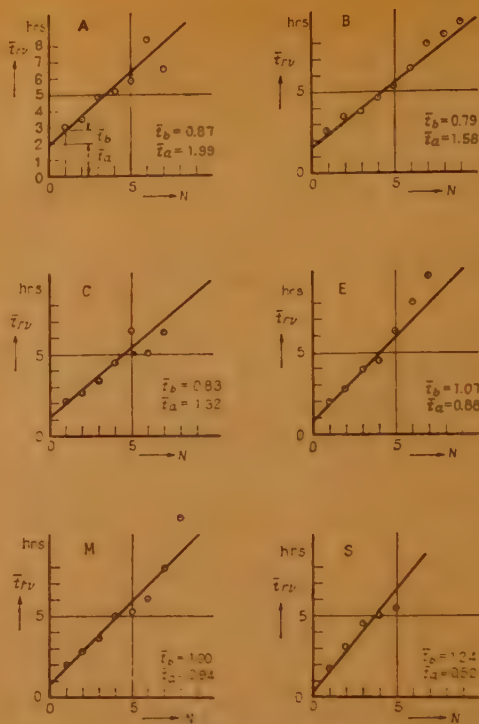


図3 平均故障回復時間—故障部品数
Fig. 3—Mean repair-time vs. No. of parts failed.

るから、これを正確に求める。表1は実際には調査資料のすべてを発生のまま度数を記録したものであり、 t_r と ν の相関表になっていることから、 ν の上の t_r の回帰係数を計算する。その係数が \bar{t}_b を与える。 \bar{t}_a

“C” → $y(t_r)$ (hrs)

表1 故障部品数—時間一度数表例

$x \backslash y$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	20	f_x	S_1	xf_x	x^2f_x	xs_1	S_1/f_x
1	133	135	65	34	15	10	2	1							395	891	395	395	891	2.26
2	25	72	51	23	8	6	4	4	0	1					194	560	388	776	1120	2.89
3	4	22	49	18	10	9	4	4	2	1					123	459	369	1107	1377	3.45
4	1	7	13	11	5	5	6	2	1	0	1	0	1		53	244	212	848	976	4.60
5	1	1	0	1	3	3	4	0	1	1	1	0	1		17	111	85	425	555	6.53
6			1	3	3	3	0	1							11	56	66	396	336	5.1
7				1	2	0	1	1	1						6	38	42	294	266	6.3
8							1								2	27	16	128	216	13.5
f_y	164	237	179	91	46	36	22	13	5	3	2	0	2	1	801	2386	1573	4369	5737	2.98
y^2f_y	164	948	1611	1456	1150	1296	1078	832	405	300	242	0	338	400	10220					

注 (x, y) の各区画は度数
 $f_x = \sum_y f_{xy}$ (各 x に対する合計)
 $f_y = \sum_x f_{xy}$ (各 y に対する合計)
 $S_1 = \sum_y y \cdot f_{xy}$ (各 x に対する合計)
 $\bar{t}_{r\nu} = S_1 / f_x$

$$\begin{aligned}\bar{v} &= \bar{x} = \frac{\sum x f_x}{\sum f_x} = 1.99 \\ \bar{t}_r &= \bar{y} = \frac{\sum y S_1}{\sum f_x} = 2.98 \\ \bar{x}^2 &= 3.84 \\ \bar{y}^2 &= 8.88 \\ \bar{x} \cdot \bar{y} &= 5.85\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\bar{t}_b &= \frac{\sum x S_1}{\sum f_x} - \bar{x} \cdot \bar{y} \\ &= \frac{\sum x^2 f_x}{\sum f_x} - \bar{x}^2 = 0.834 \\ \bar{t}_a &= \bar{y} - \bar{x} \cdot \bar{t}_b = 1.32 \\ S_y^2 &= \frac{\sum y^2 f_y}{\sum f_y} - \bar{y}^2 = 3.80\end{aligned}$$

は回帰直線が縦軸を切る点として求められる。

このようにして求めた \bar{t}_a , \bar{t}_b が、理論の構成においてそれぞれ機器固有および部品固有成分であることの考察はつぎのようにして行なわれる。

図4は各機器ごとに求めた \bar{t}_a , \bar{t}_b を機器の複雑さ N を横軸としてプロットしたものである。同図中には測定値の数が多いことから正規性を仮定して、95%信頼区間が記入してある。各 \bar{t}_a , \bar{t}_b を N を変えた場合の測定点を見ると、概略つぎのように結論することができる。すなわち \bar{t}_a はほぼ N に比例し、 \bar{t}_b は N に関係なくほぼ一定である。

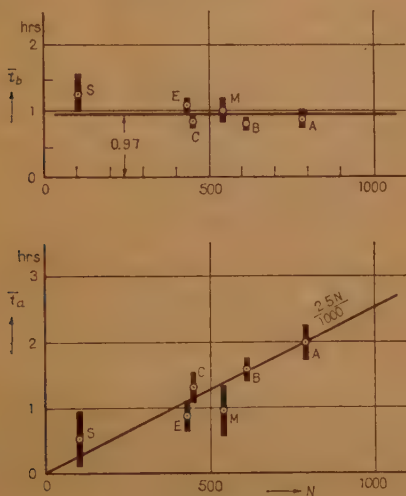


図4 \bar{t}_a , \bar{t}_b - N の関係

Fig. 4—Relations between N and \bar{t}_a , \bar{t}_b

こゝに対象としている電子機器一般を通じて、その構成部品の組成、すなわちたとえば電子管、抵抗、コンデンサなどの使用個数の全部品数に対する比率はほぼ似たものである。したがって部品の質を問わず、個数を問題にする場合には、その総数 N は、機器の特長を代表する有力な尺度となしうる。さらにこの場合、寸法、重量、装備空間の大きさなどもある程度 N に対する比例的関連がみられるので、保守に関する時間が N に関係するかどうかによって機器自体との関連性を充分推測しうるものと考えられる。

かくして \bar{t}_a は本質的に機器に関する修理時間であり、 \bar{t}_b は機器に関係のない部品の修理時間であると結論することができる。 \bar{t}_b の値を各機器ごとに詳細に比較すると、統計値としてみればかなり有意の差がみとめられる。それは式 (19) によって明らかなように部品組成の違いによるものであると考えられる。上の考察によってこの違いを無視しても本質的な誤りは

ないので、 \bar{t}_b を全体として平均して

$$\bar{t}_b = 0.97 \pm 0.09 \text{ hrs} \quad (25)$$

が得られた。

\bar{t}_a については各機器ごとに \bar{t}_a/N を計算し、 \bar{t}_a のデータ個数荷重平均を求めると

$$\bar{t}_a/N = 0.0025 \pm 0.0007 \quad (26)$$

が得られた。 \bar{t}_a , \bar{t}_b に関するこの2つの値はいずれもこの測定によって得られた経験値であって、信頼区間は単にデータ処理上の正確さの指標を示すに過ぎない。 N のもっと大きいところでこれらの値がどうなるかについては何もいうことはできないのであるが、一般的に予想されることは、 \bar{t}_b はほぼ不変であり、 \bar{t}_a もあまり大きくなりえないところから \bar{t}_a の大部分は N に比例する \bar{t}_a 成分が占めるようになることである。あまり大きい修理時間になることは実際問題としてはできないから、機器の構成を変えて単純化して修理時間の短縮を行なえるようにする必要がある。

つぎに \bar{t}_{ci} を求める。部品種類別による修理時間の層別は、複合部品故障の場合には、種類の組合わせが多いばかりでそれぞれの組合わせの個数が充分取れないので、単一部品故障の場合すなわち $\nu=1$ の場合のみを抽出し、部品種類別に分ける。図5は主なる部品の \bar{t}_{ri} を求め機器の複雑さ N について配列したものである。このときは

$$\bar{t}_{ri} = \bar{t}_a + \bar{t}_{ci} \quad (27)$$

であるから、各 \bar{t}_{ri} から図4に求めたそれぞれの機器の \bar{t}_a を差し引いて \bar{t}_{ci} が求められる。表2は、各機器ごとに同じ部品に対する \bar{t}_{ci} を一覧表としたものである。資料数がとくに少ないものは除外してある。このように異なる機器から採集した部品固有修理時間 \bar{t}_{ci} が、ほぼ一様な値として得られている事実は、予想さ

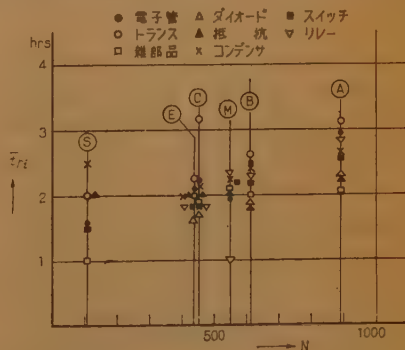
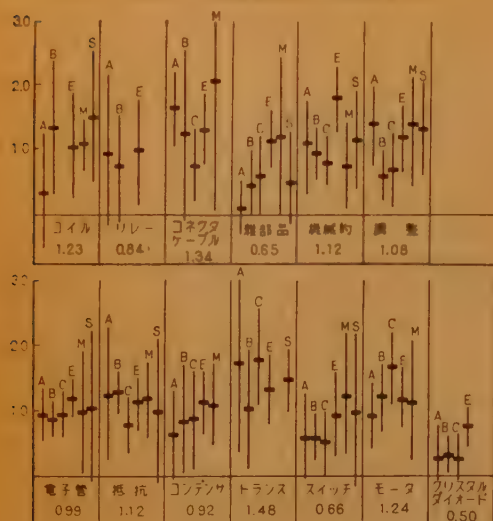


図5 部品種類故障回復時間

Fig. 5—Repair-time for each component.

表2 部品別、平均修理時間、部品固有成分



れるいろいろなかたよりもかゝらず上記の所論の正しさに対する確信を深めるものである。同表に記入してある \bar{t}_{ei} の平均値をもって各機器共通の平均修理時間の部品固有成分として差しつかえない。

\bar{t}_{ei} が各部品の交換または修理時間であるというのはじめの意義から考えると、トランス類、モータ類、コネクタ、機械的部分などが比較的大きいことはうなづけるが、単なる挿し換えだけで単純な作業と思われている電子管の \bar{t}_{ei} が他の抵抗とかコンデンサなどに比して小さくないのは、やゝ意外の感がある。 \bar{t}_{ei} に影響する要素としてその部品のもつ機能的な複雑さといったものが考えられるかも知れないが、この調査では明らかにしえない。

\bar{t}_{ei} の各部品、各機器ごとの値に対する 95% 信頼区間は \bar{t}_{ei} , $\bar{\sigma}_{ei}$ などの測定値の分散から, Cochran & Cox⁽¹²⁾ の方法で近似的に求めたものである。これらを取まとめて部品ごとの代表値として単に平均値を取ってある。実際問題として、各部品たとえばモータ類にしても A 機のものとは B 機、C 機のは形も大きさも違っており、これに対する修理時間は当然異なると考えなければならないので、あまり厳密な統計的处理はこれより先は意味が少ないと思われる。表 2 に与えた \bar{t}_{ei} の機器全部についての平均と、各機器間の \bar{t}_{ei} のバラバリの程度を知る位で充分と思われる。

4. 保守度の予測計算

複雑さ N が与えられた機器の平均修理時間は

$$\bar{t}_r = 0.0025 N + 0.97 \quad (28)$$

で表わされることが経験的に分かったからこれを用いて予測することができる。 N は表 2 の分類による部品数を数えたものである。たゞしこの場合機械的の部品は除外する。調整部は調整できる場所すなわち半固定ポテンシオメータとかシンクロの目盛調整などの数をすべて含める。 \bar{t} は前に求めた値の平均値 1.87 を使う。

機器ごとにもっと正確に予測するには、式 (28) の 0.97 の代わりに式 (19) の \bar{t}_e を計算したものを用いるべきである。この中で \bar{t}_{ei} は表 2 の代表値を用いる。機械的部品の $N_i \lambda_i$ は普通行なわれるように、 $\sum N_i \lambda_i$ の 10~15% を割当てる。

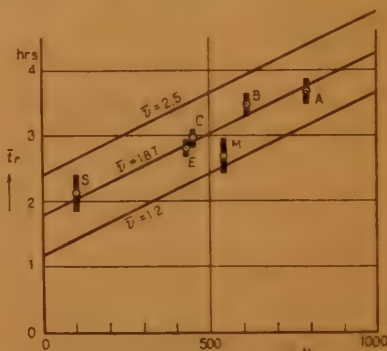


図5 機器平均故障回復時間—複雑さ

Fig. 6—Mean repair-time of equipment vs. complexity.

図 6 は式 (28) の直線を表わしてある。プロットした各点は各機器の実測値である。それぞれに対し 90% 信頼区間が太い実線で示してある。この結果には \bar{v} の値が大きく影響することが分かる。 \bar{v} に関しては前に考察した以上の法則的根拠は考えられていないので調査機種数の増加によって経験的数値が蓄積されるまである程度の不正確さはやむをえない。いずれにせよ式 (28) は一種の経験則を示すものであり、統計における点推定に相当するものであるから、全体としていわば傾向とか大体のデータを示すものであることに注意する必要がある。

5. 結 言

かくして筆者は保守度の意義の工学的応用面に対する基礎を確立すべく努力した積りであるが、はじめに述べたように問題の広さ、多様さに比べてその取上げ方が、取材範囲、定量化対象の選択などの点でかたよりのないとはいえず、結論の普遍性が充分でないことをおそれるものである。しかし、いまのところ、このデータを選出した機器の条件、およびその保守条件と実質的に同等であるか、また適当な考慮によって同等

とみなされるように変換が可能な場合に限れば本考察はそのまゝ適用して差しつかえなく、それだけでもかなりの機器の範囲が期待されるものと確信している。

終りに本研究に対し有益な御指導をいただいた東京大学阪本先生、御激励をいただいた柳井教授、資料の収集その他の便宜を与えられた東京計器川岸課長ほかサービス部関係諸氏に対し深甚なる謝意を表する。

文 献

- (1) R.L. Madison : "Analysis of the effects of maintenance on part replacement", 4th, PSRQC, p 19, (1958).
- (2) G.B. McCarter & J. Gold : "Large digital computer dependability measurement", 4th, PSRQC, p 95, (1958).
- (3) R.L. McLaughlin & H.D. Voegtlen : "Ground electronic equipment support cost vs. reliability and maintainability", 5th, PSRQC, p 36, (1959).
- (4) R.R. Howard, W.J. Howard & F.A. Hadden : "Study of down time in military equipment", 5th, PSRQC, p 402, (1959).

- (5) J. Schechtel & S. Seltzer : "Maintainability index study on shipboard electronic equipment and systems", 6th, PSRQC, p 335, (1960).
- (6) J.W. Thomas : "Predicting electronic equipment maintainability", 5th, PSRQC, p 265, (1959).
- (7) C.M. Ryerson : "Definitions", 5th, PSRQC, p 171, (1959).
- (8) M.A. Acheson, "The whole is not the sum of its parts", 4th, PSRQC, p 295, (1958).
- (9) 川崎 : "機器の Maintainability について", 昭 33 信学全大.
- (10) 川崎 : "信頼度測定における判定誤差の考察", 昭 35 信学全大, シンポジウム資料 S2-1.
- (11) B.J. Flehinger : "System reliability as a function of system age; effects of intermittent component usage and periodic maintenance", JORSA 8, 1, p 30, (Jan. Feb. 1960).
- (12) W.G. Cochran & G.M. Cox : "Experimental designs", p 91, John Wiley & Sons, Inc. New York (1950).

(昭和 36 年 6 月 1 日受付)

UDC 621.3.011 : 621.3.092

回路網に蓄えられる reactive energy と群遅延特性との関係*

正員 岸 源 也 准員 中 沢 恭 一
(東京工業大学理工学部) (東京工業大学大学院)

要旨 回路網の中に蓄えられる reactive energy が伝送特性といかに結びつくかという点を検討した結果、回路網で遅延される信号は回路網中に reactive energy の形で蓄えられていることを示す定理を得ることができた。

単一周波数の正弦波によって集中定数回路網が定常励振を受けている場合について考察し、回路網中の reactive な各素子に蓄えられる瞬時 reactive energy の一周期にわたる平均値をとり、この値をすべての reactive 素子について総和することによって、reactive energy の総和を定義する。

任意の reactance 多端子網中の reactive energy の総和は各外部端子における電圧および電流で記述され、これを使用すると抵抗終端された reactance 多端子網における reactive energy の総和が励振端における反射係数と励振端から各抵抗への伝送関数とを用いて表わされる。この定理から回路網の群遅延特性を各負荷抵抗への電力伝送量と回路網に蓄えられる reactive energy の比として理解することができる。

この基本定理を reactance 二端子網および四端子網について適用し、これらの特別な場合に成立する諸定理をも導いてある。

1. 序 言

集中定数回路網が正弦波電源によって定常的に励振を受けている場合には、回路網を構成している各素子には同一周波数の正弦波電流が流れ、素子両端にはやはり同一周波数の正弦波電位差が発生している。このため回路網中の抵抗素子では energy の消費が起こ

り、また coil や condenser 等の reactive 素子では電磁および静電 energy の蓄積が行なわれている。このうち特に reactive energy が回路網の呈する伝送特性といかに関連をもつかという点を検討するのが小文の目的である。

もちろん集中定数回路網の一般的な取り扱いが解析力学における手法とほとんど平行して行なうことができることは周知の通りである。しかし従来見られたような reactive energy の一般的表現方法についてこゝであらためて議論するのではなく、reactive energy を伝送特性の見地から直観的に意味づけようというわ

* Relations between Reactive Energy and Group-Delay in Lumped-Constant Networks. By GENYA KISHI Member and KYOICHI NAKAZAWA, Associate (Tokyo Institute of Technology, Tokyo). [論文番号 3427]

けである。したがってたとえば, reactive energy が多く蓄積されている回路網とそうでないものとが, 伝送特性上でいかなる差異を呈するかというような点を検討することになる。

この問題を取り扱う場合につぎのような考察は恐らく有効であらう。すなわち互いに異なった二つの一様な無損失線路を考え, 両者の特性 impedance を互いに等しくとる。したがって一方の線路は他方に比して単位長当たりの inductance および capacitance が共に一定の比率だけ大きいことになる。このような二つの線路をその特性 impedance で終端し, 正弦波電源で定常的に励振すると, 同一の電流が各線路に流れ込んで行く。このとき inductance および capacitance の大きい線路の方がより多くの reactive energy を蓄積していることは明らかである。一方無損失線路は無むい条件を満足するから, 線路の基本的性質はその遅延にあると考えることができる。この遅延量は特性 impedance には無関係に単位長当たりの inductance および capacitance が大きいものほど大である。このように考えると無損失線路に対しては, reactive energy と線路の呈する遅延との間の比例関係が容易に導かれる。このような例からの類推として, 集中定数回路網に対しても, 回路網中に蓄えられる reactive energy の総量と回路網の呈する群または相遅延特性との間になんらかの関係が成立するのではないかということが予想される。

群遅延と相遅延とのいずれを探るべきかという点についてはつぎの事実が重要ではないかと考えられる。すなわち, 一般に伝送回路網の損失が一樣に増加したときの振幅特性の劣化の度合は群遅延特性に比例するという事実である。この定理は回路網中に停留している時間の長い周波数成分ほど回路網の損失を受けやすいことを示している。こゝで回路網の損失増加を reactive 素子の Q -factor で表わし, さらに, Q が蓄積される reactive power と損失となる power との比であることに注意すれば, 群遅延特性と reactive energy との間の関連性がより有望であると考えることができよう。

しかしこの予想に対する消極的反対の立場も考えられる。すなわち, 従来一般に公知の考え方として, 群遅延時間特性は 2 周波もしくはそれ以上の部分振動成分の集りが伝送されるとき, 波の束全体として呈する遅延量を示すものとされている。しかし上記の予想が正しいとすれば, 回路網を単一周波数の正弦波で定常

的に励振したときにも, 群遅延特性はその energy 状態から決定し得ることになる。この点に——計算の困難さとしてではなく——概念的な障害がひそんでいるものといえよう。

小文は上記の予想が肯定的に解かれることを示したもので, 集中定数回路網を単一周波の正弦波で定常的に励振したとき, reactive energy が回路網の群遅延特性と密接な関係をもつことを示す二, 三の定理とその証明とを述べんとするものである。

2. 準 備

本文で使用する用語, 記号等のうち基本的と思われるものを一括説明すると共に, 証明に必要な周知の定理を念のため掲げておく。

(i) inductance に蓄えられる reactive energy
inductance L をもつ素子を通れる電流を

$$i(t) = \sqrt{2} I_{\text{eff}} \sin(\omega t + \theta) \quad (1)$$

とすると, inductance L に蓄えられる reactive energy の瞬時値 $E_m(t)$ は

$$E_m(t) = \frac{L I_{\text{eff}}^2}{2} \{1 + \cos(2\omega t + 2\theta)\} \quad (2)$$

となる。したがって一周期にわたる reactive energy の平均値 T_m は

$$T_m = \frac{1}{2} L I_{\text{eff}}^2 \quad (3)$$

(ii) inductance に蓄えられる reactive power
inductance L の両端の電位差を複素表示して V とし, 流れる電流の複素表示を I とする。このとき無効電力の絶対値 $|P_m|$ は

$$|P_m| = I_m [V I] = \omega L I_{\text{eff}}^2 \quad (4)$$

となる。したがって reactive energy (の平均値) T_m との間には

$$|P_m| = 2\omega T_m \quad (5)$$

が成立する。

(iii) capacitance に蓄えられる reactive energy
capacitance C をもつ素子を通れる電流を式 (1) とすると, この素子に蓄えられる reactive energy の瞬時値 $E_c(t)$ は

$$E_c(t) = \frac{1}{2} \frac{I_{\text{eff}}^2}{\omega^2 C} \{1 - \cos(2\omega t + 2\theta)\} \quad (6)$$

となる。したがって一周期にわたる reactive energy の平均値 T_c は

$$T_c = \frac{1}{2} \frac{I_{\text{eff}}^2}{\omega^2 C} \quad (7)$$

(iv) capacitance に蓄えられる reactive power

capacitance C の両端の電圧の複素表示を V , 流れる電流の複素表示を I とする. このとき無効電力の絶対値 $|P_e|$ は

$$|P_e| = -I_m[V\bar{I}] = \frac{1}{\omega C} I_{\text{eff}}^2 \quad (8)$$

となる. したがって reactive energy (の平均値) T_e との間には

$$|P_e| = 2\omega T_e \quad (9)$$

が成立する.

(v) 回路網に蓄えられる reactive energy の総和

与えられた回路網中の reactive な素子に対して作った reactive energy の平均値をすべての reactive 素子について総和したものを reactive energy の総和とよび T で表わす. 特に誘導性の reactive energy の総和を T_m , 容量性のものを T_e とする. もちろん $T = T_e + T_m$.

(vi) $|P_m|$ および T_m の表示方法

回路網の独立な mesh の数を n とし, それぞれの mesh を環流する電流を I_1, I_2, \dots, I_n とし, さらに自己 inductance を L_{kk} , 相互 inductance を L_{kj} とする. このとき

$$|P_m| = 2\omega T_m = \sum_{k,j=1}^n \omega L_{kj} I_k \bar{I}_j \quad (10)$$

(vii) $|P_e|$ および T_e の表示方法

(v) の記号を用い, さらにそれぞれの mesh の自己 capacitance を C_{kk} , 相互 capacitance を C_{kj} とすれば,

$$|P_e| = 2\omega T_e = \sum_{k,j=1}^n \frac{1}{\omega C_{kj}} I_k \bar{I}_j \quad (11)$$

3. reactance 多端子回路網における reactive energy に関する基本定理

任意の reactance 回路網を考え, その独立な mesh の数を n とし, 第 k 番目の mesh を流れる電流を I_k , この mesh に挿入される起電力を E_k とする. ただし挿入される起電力はいずれも角周波数 ω をもち, E_k および I_k はそれぞれ実効値による複素表示である. このときつぎの定理が成立する.

定理 1: 任意の reactance 回路網に対して, その回路網に蓄えられる reactive energy の総和* $T = T_m$

* 瞬時値の代数和でないし絶対値和ではなく, 平均値の和である点に注意されたい.

+ T_e は

$$T = T_m + T_e = \left(-\frac{j}{2} \right) \sum_{k=1}^n (E_k \bar{I}_k + \bar{E}_k I_k') \quad (12)$$

で与えられる. ただし bar は共役複素数, prime は ω に関する微分を示す.

証明: 各 mesh に対して電流分布を与える方程式

$$Z_{k1}I_1 + Z_{k2}I_2 + \dots + Z_{kn}I_n = E_k \quad (13)$$

$$k=1, 2, \dots, n$$

を作る. ただし Z_{kk} は k 番目の mesh の自己 impedance, Z_{kj} は k 番目と j 番目の mesh 間の相互 impedance とする. 式 (13) の両辺を ω で微分すると

$$\sum_{j=1}^n Z_{kj} I_j' + \sum_{j=1}^n Z_{kj}' I_j = E_k' \quad (14)$$

となる. 式 (14) の両辺に \bar{I}_k を乗じ, k について総和を取ると

$$\sum_{k=1}^n E_k' \bar{I}_k = \sum_{k,j=1}^n Z_{kj} \bar{I}_k I_j' + \sum_{k,j=1}^n Z_{kj}' I_j \bar{I}_k \quad (15)$$

となる. ここで行列 (Z_{kj}) が対称行列で, しかも reactance 回路網の条件から各要素はすべて純虚数である点に注意すれば

$$\bar{Z}_{kj} = -Z_{kj} = -Z_{jk} \quad (16)$$

が成立する. したがって式 (13) 両辺の共役をとり

$$\bar{E}_k = -\sum_{j=1}^n Z_{jk} \bar{I}_j \quad (17)$$

が得られる. 式 (17) を式 (15) に代入すると

$$\sum_{k=1}^n (E_k' \bar{I}_k + \bar{E}_k I_k') = \sum_{k,j=1}^n Z_{kj}' I_j \bar{I}_k \quad (18)$$

となる. ここで

$$\left. \begin{aligned} Z_{kj} &= j\omega L_{kj} + \frac{1}{j\omega C_{kj}} \\ Z_{kj}' &= \frac{j}{\omega} \left(\omega L_{kj} + \frac{1}{\omega C_{kj}} \right) \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

に注意すれば式 (18) 右辺は

$$\sum_{k,j=1}^n Z_{kj}' I_j \bar{I}_k = \frac{j}{\omega} \sum_{k,j=1}^n \left(\omega L_{kj} + \frac{1}{\omega C_{kj}} \right) I_j \bar{I}_k \quad (20)$$

を得ることができる. ここで (10), (11) 両辺を用いると

$$\begin{aligned} \sum_{k,j=1}^n Z_{kj}' I_j \bar{I}_k &= \frac{j}{\omega} (|P_m| + |P_e|) \\ &= 2j(T_m + T_e) \end{aligned} \quad (21)$$

が得られる。したがって (18), (21) 両式より

$$\sum_{k=1}^n (E_k' \bar{I}_k + \bar{E}_k I_k') = \frac{j}{\omega} (|P_m| + |P_e|) \\ = 2j(T_m + T_e) \quad (22)$$

を得ることができる。

(証明終)

この定理1は reactance 回路網中に蓄えられる reactive energy の総和が各端子で観測される電圧および電流から求められることを示している。定理の物理的ないし直観的な意味はあまりはっきりしたものを把握していないが、以後の計算には極めて有力であるのであえて基本定理として掲げておくことにした。

4. 抵抗終端された reactance 多端子網の reactive energy に対する定理

一般に $2n$ 個 (すなわち n 対) の端子を持つ任意の reactance 多端子網において、任意に指定された端子 $1-1'$ を入力端子とし、こゝに抵抗 R_1 と直列に電圧源を接続し、その起電力 E_0 を角周波数 ω に関して一定とする。残りの端子対 $2-2'$, $3-3'$, ..., $n-n'$ にはそれぞれ抵抗 R_2, R_3, \dots, R_n を接続しておく。このようにすると図1のごとき回路網が得られることになる。このときつぎの定理が成立する*。

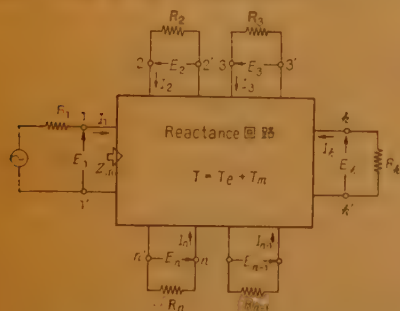


図1 抵抗で終端された reactance 多端子網

Fig. 1—Reactance multi-pole network terminated with resistances.

定理2: 図1の回路網に対して、reactance 多端子網に蓄えられる reactive energy の総和は

$$T = T_m + T_e = \frac{1}{2\omega} (|P_m| + |P_e|) \\ = \frac{|E_0|^2}{4R_1} |S|^2 (-\arg S)' \\ + \sum_{k=2}^n \frac{|E_k|^2}{R_k |D_k|^2} (\arg D_k)' \quad (23)$$

* 'S' 一行列を用いれば $1-1'$ 端子だけを特別扱いしない形で式 (23) と等価な表現を得ることができるが、式 (23) の方がより平易であると考えた。

で与えられる。ただし S は $1-1'$ 端子における反射係数であり、 $1-1'$ から回路側を見込んだ入力 impedance を Z_{in} とすると

$$S = \frac{Z_{in} - R_1}{Z_{in} + R_1} \quad (24)$$

である。また D_k は電圧源 E_0 から第 k 番目の抵抗 R_k の両端の電圧 E_k への電圧の反伝送関数であり

$$D_k = E_0/E_k \quad (25)$$

で定義される。

証明: 電圧、電流の記号および向きを図1のようにとると、定理1より

$$T_m + T_e = \left(\frac{-j}{2} \right) \sum_{k=1}^n (E_k' \bar{I}_k + \bar{E}_k I_k') \quad (26)$$

しかるに

$$I_k = -E_k/R_k \quad k=2, 3, \dots, n \quad (27)$$

であるから、式 (27) を式 (26) に代入すると

$$T_m + T_e = \left(\frac{-j}{2} \right) \left[E_1' \bar{I}_1 + \bar{E}_1 I_1' - 2 \sum_{k=2}^n \frac{\bar{E}_k E_k'}{R_k} \right] \\ = \left(\frac{-j}{2} \right) \left[E_1' \bar{I}_1 + \bar{E}_1 I_1' - \sum_{k=2}^n \frac{E_k' \bar{E}_k + E_k \bar{E}_k'}{R_k} \right. \\ \left. + \sum_{k=2}^n \frac{E_k \bar{E}_k' - E_k' \bar{E}_k}{R_k} \right] \quad (28)$$

が得られる。式 (28) の第3項は

$$\sum_{k=2}^n \frac{E_k \bar{E}_k' - E_k' \bar{E}_k}{R_k} = \sum_{k=2}^n \frac{(E_k \bar{E}_k')'}{R_k} \\ = \left(\sum_{k=2}^n \frac{|E_k|^2}{R_k} \right)' \quad (29)$$

と書けるから、 $R_2 \sim R_n$ なる終端抵抗で消費される電力を ω に関して微分したものである。しかるに図1の回路網において reactance 多端子網では電力の消費はないから、式 (29) は入力端で見た複素電力の実部を ω で微分したものに等しい。したがって

$$\left(\sum_{k=2}^n \frac{|E_k|^2}{R_k} \right)' = \frac{1}{2} (E_1' \bar{I}_1 + \bar{E}_1 I_1')' \quad (30)$$

が成立する。式 (29), (30) を式 (28) に代入すると

$$T_m + T_e = \left(\frac{-j}{2} \right) \left[\frac{1}{2} (E_1' \bar{I}_1 + \bar{E}_1 I_1') \right. \\ \left. - (\bar{E}_1' \bar{I}_1 + \bar{E}_1 I_1') \right] + 2 \sum_{k=2}^n \frac{\bar{E}_k' E_k - \bar{E}_k E_k'}{2R_k} \quad (31)$$

が得られる。式 (31) 第1項は $E_1' \bar{I}_1 + \bar{E}_1 I_1'$ の虚部である。一方 $1-1'$ 端子については

$$E_1 = \frac{Z_{in} E_0}{R_1 + Z_{in}}, \quad I_1 = \frac{E_0}{R_1 + Z_{in}} \quad (32)$$

が成立しているから

$$\begin{aligned} E_1' \bar{I}_1 + \bar{E}_1 I_1' &= \frac{-Z_{in}'(\bar{Z}_{in} - R_1)}{(Z_{in} + R_1)^2(\bar{Z}_{in} + R_1)} |E_0|^2 \\ &= -\frac{Z_{in} + R_1}{Z_{in} + R_1} \cdot \frac{2R_1 Z_{in}'}{Z_{in} + R_1} \cdot \frac{Z_{in} + R_1}{Z_{in} - R_1} \cdot \frac{|E_0|^2}{2R_1} \\ &= -|S|^2 \cdot \frac{|E_0|^2}{2R_1} \cdot (\ln S)' \end{aligned} \quad (33)$$

となる。しかるに

$$\ln S = \ln |S| + j(\arg S + 2n\pi) \quad (34)$$

であるから、 $(\ln S)'$ の虚部は $(\arg S)'$ に等しい。

したがって式 (31) 第 1 項は

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \{E_1' \bar{I}_1 + \bar{E}_1 I_1' - \overline{(E_1' \bar{I}_1 + \bar{E}_1 I_1')}\} \\ = j \frac{|E_0|^2}{2R_1} |S|^2 (-\arg S)' \end{aligned} \quad (35)$$

となる。つぎに式 (25) を用いると

$$\begin{aligned} \frac{\bar{E}_k' E_k}{R_k} &= -\frac{\bar{D}_k'}{\bar{D}_k^2} \cdot \frac{1}{D_k} \cdot \frac{|E_0|^2}{R_k} \\ &= -\frac{|E_0|^2}{R_k |D_k|^2} (\ln \bar{D}_k)' \end{aligned} \quad (36)$$

となる。したがって式 (31) 第 2 項は

$$\sum_{k=2}^n \frac{\bar{E}_k' E_k - \bar{E}_k E_k'}{2R_k} = j \sum_{k=2}^n \frac{|E_0|^2}{R_k |D_k|^2} (\arg D_k)' \quad (37)$$

となる。(35), (37) 両式を式 (31) に代入すると式 (23) を得ることができる。(証明終)

定理 2 の直観的な意味はつぎのように考えれば明確にならう。すなわち式 (23) 第 1 項の中 $|E_0|^2 |S|^2 / (4R_1)$ は回路網入力端で反射され電源側へ伝送される電力を示しており、 $(-\arg S)'$ は反射電圧の起電力 E_0 に対する群遅延を表わしている。また第 2 項の総和を構成している各項の中 $|E_0|^2 / R_k |D_k|^2$ は各抵抗 R_k で消費される電力を示しており、 $(\arg D_k)'$ は起電力 E_0 から各出力端子電圧への群遅延を表わしている。したがって式 (23) は入力端で反射される電力および各抵抗で消費される電力と、電力がそこまで伝送されるに必要な群遅延時間との相乗積の総和が回路網中に蓄えられた reactive energy の(平均値の)和に等しいことを示している。したがって回路網中の reactive energy を平均値の和の形で把握すると、実電力の伝送量と、伝送の所要時間の積の形の法則を得ることができ、時間は群遅延の意味で測られることになる。これを逆に考えると、実際に負荷に消費される電力を伝送するために、どの程度回路網を“hot”な状態にするかという尺度が群遅延特性によって与えられているも

のと言えよう。

5. 特別な場合

定理 1 および定理 2 を用いて、この特別な場合について論及すると共に、従来得られている諸定理との関連を明らかにし、合わせて定理 1 および 2 の意味をも明確にしておくことにしたい。

まず最も基礎的な場合として、reactance 二端子網について考えて見よう。定理 2 において

$$R_k = 0 \quad (k=2, 3, \dots, n) \quad (38)$$

とするとつぎの定理が得られる。

定理 3: 任意の reactance 二端子網の impedance を $jX(\omega)$ とし、この二端子に直列に抵抗 R および一定電圧源 E_0 を接続したとき、reactance 二端子網中に蓄えられる reactive energy の総和は

$$T_m + T_e = \frac{1}{2} \cdot \frac{|E_0|^2}{X^2(\omega) + R^2} X'(\omega) \quad (39)$$

で与えられる。

証明: 定理 2 において (38) の条件を代入すれば

$$S = \frac{jX(\omega) - R}{jX(\omega) + R} \quad (40)$$

となる。これから容易に

$$|S| \equiv 1 \quad (41)$$

$$(\arg S)' = -2 \frac{RX'(\omega)}{X^2(\omega) + R^2} \quad (42)$$

が得られ証明される。

(証明終)

定理 3 は Foster の reactance 定理の証明に良く利用される周知の関係であり、式 (39) から $X'(\omega) > 0$ を結論するのに利用されている。なお、式 (39) の証明はもちろん定理 1 から直接的に行なうことも可能である。

つぎに filter 等で重要な reactance 四端子網について考えて見よう。まず定理 1 において

$$E_k = 0 \quad (k=3, 4, \dots, n) \quad (43)$$

とすることによってつぎの定理を得ることができる。

定理 4: 任意の reactance 四端子網において

$$T_m + T_e = \left(\frac{-j}{2} \right) (E_1' \bar{I}_1 + \bar{E}_1 I_1' + E_2' \bar{I}_2 + \bar{E}_2 I_2') \quad (44)$$

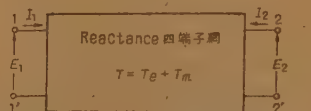


図 2 定理 4 における電圧電流の向き
Fig. 2—Polarity of currents and voltages in theorem 4.

が成立する。ただし電圧および電流は図 2 のごとく定めるものとする。

証明: 省略

式 (44) の右边を種々の四端子 parameter で表わすことは容易である。いま reactance 四端子網の admittance 行列, impedance 行列, 縦続行列, および image parameter をそれぞれ

$$\begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}, (Z_{i1}, \theta, Z_{i2})$$

とするとつぎの諸式が得られる。ただし縦続行列および image parameter で表示する場合には電流 I_s の向きを図 2 と反対にとるものとする。

$$T_m + T_s = \left(\frac{-j}{2} \right) \{ Y_{11}' |E_1|^2 + Y_{22}' |E_2|^2 + Y_{12}' (\bar{E}_1 E_2 + E_1 \bar{E}_2) \} \quad (45)$$

$$= \left(\frac{-j}{2} \right) \{ Z_{11}' |I_1|^2 + Z_{22}' |I_2|^2 + Z_{12}' (\bar{I}_1 I_2 + I_1 \bar{I}_2) \} \quad (46)$$

$$= \left(\frac{-j}{2} \right) \{ (C'D - CD') |E_1|^2 + (AB' - A'B) |I_1|^2 + (AD' - BC') (\bar{E}_1 I_1 - E_1 \bar{I}_1) \} \quad (47)$$

$$= \left(\frac{-j}{2} \right) \{ (AC' - A'C) |E_2|^2 + (B'D - BD') |I_2|^2 + (A'D - BC') (\bar{E}_2 I_2 - E_2 \bar{I}_2) \} \quad (48)$$

$$= \left(\frac{-j}{2} \right) \left\{ \frac{1}{Z_{i2}} \left(\theta' - \frac{Z_{i1}'}{Z_{i1}} \frac{\sinh 2\theta}{2} \right) |E_2|^2 + Z_{i2} \frac{Z_{i1}'}{Z_{i1}} \frac{\sinh 2\theta}{2} |I_2|^2 + \left(\frac{Z_{i1}'}{Z_{i1}} \frac{\cosh 2\theta}{2} - \frac{1}{2} \frac{Z_{i1}'}{Z_{i2}} \right) (E_2 \bar{I}_2 - \bar{E}_2 I_2) \right\} \quad (49)$$

等が得られる。

reactance 四端子網を抵抗で終端したときには, 定理 2 で

$$R_k = 0 \quad (k=3, 4, \dots, n)$$

とすればよい。この結果つぎの定理が得られる。

定理 5: 抵抗で終端された reactance 四端子網に対しては

$$T_s + T_m = \frac{|E_0|^2}{4R_1} |S|^2 (-\arg S)' + \frac{|E_0|^2}{R_2 |D|^2} (\arg D)' \quad (50)$$

が成立する。ただし

$$D = E_2/E_0, \quad S = \frac{Z_{i1} - R_1}{Z_{i1} + R_1} \quad (51)$$

とする (図 3 参照)

証明: 省略

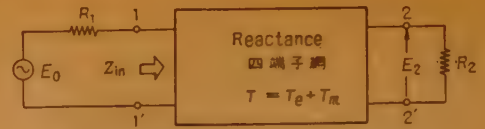


図 3 抵抗で終端された reactance 四端子網
Fig. 3—Reactance 4-pole network terminated with resistances.

この定理は W. Poschenrieder によって既に求められており⁽¹⁾, 動作特性による filter の構成論に興味ある応用がある。すなわち filter を構成する場合には, 反射係数の絶対値の自乗から反射係数を求めねばならない。この際因数の組合わせ方の多様性から各種の等価回路が導かれることは周知の通りである。この等価回路に定理 5 を適用すると, 各回路の reactive energy の総和が異なることが判り, さらに reactive energy を最小にするためには反射係数を Hurwitz 的条件下で指定すればよいことなどが容易に結論される。

また定理を定入力抵抗移相回路に適用すれば, 式 (50) 第一項は零となり, 良く知られた Bode の結果⁽²⁾を得ることができる。

なお定理 5 において, 反射係数 S を使用せずに群遅延を energy で表わすこともできる。すなわち, 反射係数を使用する代わりに同一の reactance 四端子網を正逆方向に接続することによってつぎの定理を得ることができる⁽³⁾。

定理 6: 抵抗終端された reactance 四端子網に対して, 群遅延特性 $\tau(\omega)$ は

$$\tau(\omega) = \frac{2}{|E_0|^2} \{ R_1 T_1 + R_2 T_2 \} \quad (52)$$

で与えられる。ただし T_1 および T_2 はそれぞれ図 4 (a), (b) のように接続したとき, reactance 四端子網に蓄えられる reactive energy の総和を示す。

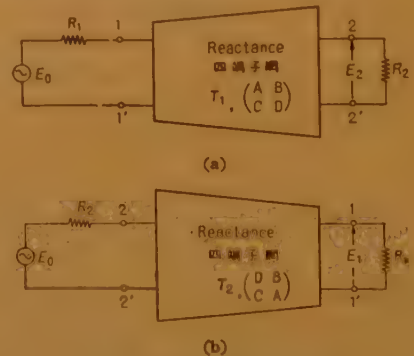


図 4 定理 6 の対象となる回路
Fig. 4—Network treated in theorem 6.

証明：四端子網の縦続行列を

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}$$

とすると, reactance の条件から

$$A, D: \text{real}$$

$$B, C: \text{imaginary}$$

である。こゝで図 4 (a) の電圧反伝送関数を

$$D_1 = \frac{E_0}{E_2} = A + \frac{R_1}{R_2} D + \frac{B}{R_2} + R_1 C \quad (53)$$

とすると, 図 4 (b) の電圧反伝送関数 D_2 は

$$D_2 = \frac{E_0}{E_1} = \frac{R_2}{R_1} D_1 \quad (54)$$

で与えられる。また図 4 (a) の 1-1' 端子における反射係数 S_1 を

$$S_1 = \frac{Q}{D_1} \quad (55)$$

とすると, 図 4 (b) の 2-2' 端子における反射係数 S_2 は

$$S_2 = -\frac{\bar{Q}}{D_1} \quad (56)$$

で与えられる。こゝで図 4 (a), (b) の回路に対して定理 5 を適用し, (53)~(56) の関係を用いると

$$(\arg D_1)' = \tau(\omega) \quad (57)$$

として,

$$\begin{aligned} \frac{2 R_1 T_1}{|E_0|^2} &= \frac{|Q|^2}{2 |D_1|^2} \{ -(\arg Q)' + \tau(\omega) \} \\ &+ 2 \frac{R_1 \tau(\omega)}{R_2 |D_1|^2} \end{aligned} \quad (58)$$

$$\begin{aligned} \frac{2 R_2 T_2}{|E_0|^2} &= \frac{|Q|^2}{2 |D_1|^2} \{ (\arg Q)' + \tau(\omega) \} \\ &+ 2 \frac{R_1 \tau(\omega)}{R_2 |D_1|^2} \end{aligned} \quad (59)$$

が得られる。(58), (59) 両式の辺々を加えて

$$\frac{2}{|E_0|^2} \{ R_1 T_1 + R_2 T_2 \} = \frac{\tau(\omega)}{|D_1|^2} \left(|Q|^2 + 4 \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (60)$$

を得る。こゝで

$$\left. \begin{aligned} Q &= A - \frac{R_1}{R_2} D + \frac{B}{R_2} - R_1 C \\ |Q|^2 &= |D_1|^2 - 4 \frac{R_1}{R_2} \end{aligned} \right\} \quad (61)$$

を用いれば式 (52) を得る。 (証明終)

定理 6 の特別な場合として, つぎの 2 定理を容易に導くことができる。すなわち

定理 6': 図 4 (a) において 2-2' 端子を開放したときには, $R_2 \rightarrow \infty$ として

$$\tau(\omega) = \frac{2 R_1}{|E_0|^2} T_1 \quad (62)$$

が得られる。

定理 6'': 図 4 (a) において $R_1 = 0$ としたときには, 図 4 (b) で定まる T_2 を用いて

$$\tau(\omega) = \frac{2 R_2}{|E_0|^2} T_2 \quad (63)$$

が得られる。

また四端子網の縦続行列要素と終端抵抗との間に, 一種の対称性の条件があるときには, つぎの定理が得られる。

定理 7: 定理 6 の条件の下で

$$A = \frac{R_1}{R_2} D \text{ または } B = R_1 R_2 C \quad (64)$$

の条件があるとき, しかもそのときに限り

$$R_1 T_1 = R_2 T_2 \quad (65)$$

が成立する。このときにはもちろん

$$\tau(\omega) = \frac{4 R_1}{|E_0|^2} T_1 = \frac{4 R_2}{|E_0|^2} T_2 \quad (66)$$

が成立する。

証明: 式 (61) から

$$j \tan \{ \arg Q \} = \frac{\frac{B}{R_2} - R_1 C}{A - \frac{R_1}{R_2} D} \quad (67)$$

が得られるから, (64) の条件と式 (65) とが同値であることは明らか。 (証明終)

このように抵抗で終端された reactance 四端子網においては回路の群遅延特性と reactive energy の総和との間に比例的関係が成立し, 一般には定理 6 の形で表わされる。しかし回路が対称, 相反等の条件を満たす場合には両者は完全な比例関係にあることが明らかとなった。

6. 結 言

単一正弦波による定常励振を受ける回路網の reactive な素子中に蓄積される reactive energy を表わす尺度として, その一周期にわたる平均値を考え, この値をすべての reactive 素子について総和することによって reactive energy の総和を定義すると, この量が回路網の呈する群遅延特性と密接な関係をもつことが明らかとなった。この結果, 実電力の伝送に際して実電力に比してどの程度回路網に reactive energy

を蓄えるかという割合として群遅延特性を理解することが可能となった。このため従来二つまたはそれ以上の部分振動成分の伝送の際の遅れとして取り扱われて来た群遅延特性に対する新しい考え方が導かれ、単一周波数励振時における意義を明らかにすることができたと考える。

もちろん本文中で述べた諸定理の応用についても、回路網理論上二、三の話題があるが、こゝでは比較的一般な形で議論を展開し、交流理論の立場で会員各位の御参考に供したいと考えた次第である。要するに回路網で遅らされる信号というのは、reactive energy の形で一時回路網中に蓄えられているのではないかという、ごく自然な直観を裏づけようとしたにすぎないの

である。

終りに本文に述べた内容ならびに関連する事項について有益な御教示を賜った東京工業大学の小野田真穂樹氏に厚く感謝の意を表する次第である。

文 献

- (1) W. Poschenrieder: "Energiebetrachtungen an linearen Netzwerken", Von der Technischen Hochschule Stuttgart zur Erlangung der Würde eines Doktor-Ingenieurs genehmigte Abhandlung, (1959).
- (2) H.W. Bode: "Network analysis and feedback amplifier design", van Nostrand, (1945). p241, 式 11-19.
- (3) 岸, 中沢: "リアクタンス四端子網の一性質", 昭 36 連大論文集, p 19.

(昭和 36 年 6 月 3 日受付)

UDC 621.382.3.012

トランジスタの NF-しゃ断周波数について*

正員 田子島一郎 稲見和夫

(日本放送協会技術研究所)

要約 トランジスタの雑音指数が高周波領域で増加し始める周波数は、従来より $f_c \sqrt{1-\alpha_0}$ なる式で表わされている。本論文ではこれでは不十分なことを指摘すると共に、ショット雑音指数レベルより 3dB 増大する周波数をトランジスタ NF-しゃ断周波数と名付け、 $f_c \sqrt{1-K\alpha_0}$ なる式で表わすべきであることを新たに提案したものである。また、この妥当性を実験的に確かめ、従来の式によった場合の誤差を計算した。

1. 序 言

トランジスタの雑音に関しては A. van der Ziel¹ その他によってくわしく解析されており⁽²⁾、比較的低周波においては、Ziel, W. Guggenbuehl⁽³⁾ などによって、低レベル注入 Ge トランジスタの場合、実験的にも理論とよく一致することが報告されている。

低周波領域におけるフリッカ雑音、いわゆる $1/f$ 雑音は半導体表面の slow state がおもな原因であると言われているが、いまだ不明の点が多い。しかしながら最近のトランジスタの進歩により特に低雑音用では、1kc 付近ですでに $1/f$ 雑音成分が終っているものもあるので、本論文で問題にしている高周波においてはこれは考えないことにする。

ショット雑音に関しては、Ziel⁽⁴⁾ が接合アドミタンスが複素量として考えられる高周波においても成立す

る一般式を導き、これをトランジスタに適用して解析も行なわれている。ダイオードあるいは半導体結晶だけを考える場合は以上 2 種類の雑音を与えればよいのであるが、工学的な立場から、トランジスタを使用する場合を考えると、さらに高周波における、電流増幅率 α の低下による雑音指数の増大が重要な意味を有するようになる。

しかるにこの点に関しては従来詳細な検討はほとんどなく、 α の周波数依存性を $\alpha = \alpha_0 / (1 + j\omega/\omega_c)$ と仮定して、6dB/oct. で増加して行くということ、および増加し始める周波数は E.C. Nielsen⁽⁵⁾ などの文献によって、 $f_c \sqrt{1-\alpha_0}$ であることなどが、概念的に把握されていたように思われる。

われわれは、この点に関して従来の理論を再検討した結果、トランジスタの全雑音指数を考えるかぎり、高周波において雑音指数が増大し始める周波数が $f_c \sqrt{1-\alpha_0}$ であるとするのは誤りであることが分かった。また試作高周波雑音指数測定器によって実験的にこれを確かめることができたので報告する。なお

* Noise Figure Cut-off Frequency of Junction Transistors. By ICHIRO TAGOSHIMA, Member and KAZUO INAMI (Technical Research Laboratories, Japan Broadcasting Corporation, Tokyo). [論文番号 3428]

増大の割合が 6 dB/oct であることも、特にキャリアドリフト形トランジスタに対しては成立しない場合が多いが、本論文ではこの点に関する解析は略す。

2. 理論的検討

トランジスタの雑音指数の周波数スペクトラムは、

図 1 のような特性を示すことは衆知である。低周波における $1/f$ 雑音分はいまこれを見無視し、高周波における増加の割合に関しては $\alpha =$

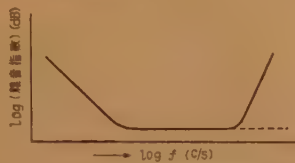


図 1 トランジスタ雑音指数の周波数依存性
Fig. 1—Noise figure as a function of frequency.

$\alpha_0/(1+j(f/f_a))$ なる式を仮定して 6 dB/oct とする。

図 2 の雑音等価回路を仮定すると、エミッタ接地におけるトランジスタの全雑音指数

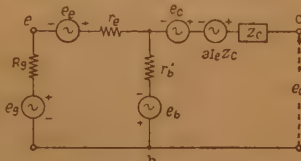


図 2 雑音指数計算に用いる等価回路
Fig. 2—Equivalent circuit for noise figure calculation.

F_T は式 (1) で与えられる⁽³⁾。

$$F_T = 1 + \frac{r_b'}{R_g} + \frac{r_e}{2R_g} + \frac{(1-\alpha_0) \left[1 + \frac{1}{1-\alpha_0} \left(\frac{f}{f_a} \right)^2 \right]}{2\alpha_0 r_e R_g} (R_g + r_b' + r_e)^2 \quad (1)$$

ここで r_b' はベースひろがり抵抗、 r_e はエミッタ抵抗、 R_g は信号源インピーダンス、 α_0 は低周波における電流増幅率 α の値、 f_a は α - λ 断周波数である。ここで r_e の周波数特性は無視しているが、この点は雑音指数を最少にするための R_g の値が周波数とともに変化することなどに関して今後十分検討の余地がある。式 (1) は、 $R_g + r_b' \ll \alpha Z_c$ 、 $R_g + r_e \ll \alpha Z_c$ であれば、ベース接地における雑音指数をも表わしている。

ショット雑音レベルは、式 (1) で $f \ll f_a$ とおけば、式 (2) で表わされ、 α_0 の大きい、 r_b' の小さいトランジスタほど低い値となることは、実験的にも確かめられた。

$$F_S = 1 + \frac{r_b'}{R_g} + \frac{r_e}{2R_g} + \frac{1-\alpha_0}{2\alpha_0 r_e R_g} (R_g + r_b' + r_e)^2 \quad (2)$$

高周波で雑音指数が増大し始める周波数は、図 3

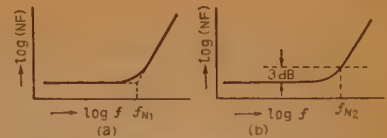


図 3 雑音指数 λ 断周波数の定め方
Fig. 3—Definition for noise figure cut-off frequency.

(a), (b) のように考えられるが、一般には図 3 (a) の表示で、

$$f_{N1} = f_a \sqrt{1-\alpha_0} \quad (3)$$

と図示されている場合が多い。

さて、式 (1) が導かれた過程から、トランジスタのコレクタ部で発生する部分は、第 4 項で表わされる。すなわち、

$$F_C = \frac{(1-\alpha_0) \left[1 + \frac{1}{1-\alpha_0} \left(\frac{f}{f_a} \right)^2 \right]}{2\alpha_0 r_e R_g} (R_g + r_b' + r_e) \quad (4)$$

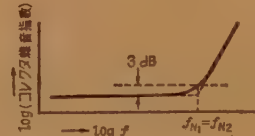


図 4 コレクタ雑音指数の λ 断周波数
Fig. 4—NF-cut-off frequency of collector noise term.

いま式 (4) のみについて F_C と f との関係を求めれば、図 4 のようになることは明らかで、式 (5) が成立する。

$$f_{N1} = f_{N2} = f_a \sqrt{1-\alpha_0} \quad (5)$$

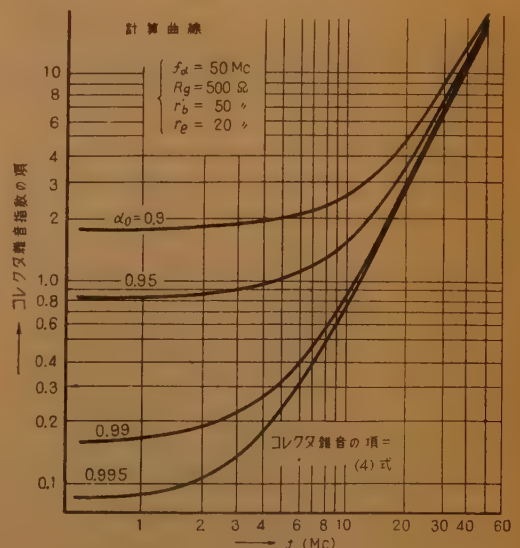


図 5 コレクタ雑音指数の周波数特性を式 (4) より計算した曲線
Fig. 5—Calculated curves with equation (4).

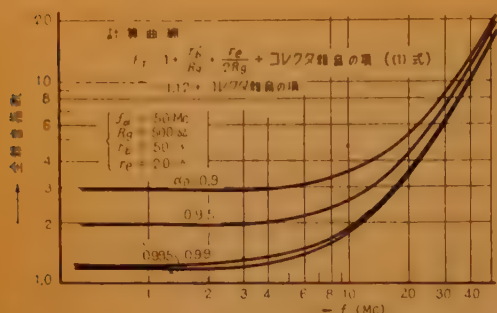


図 6 全雑音指数の周波数特性を式 (1) より計算した曲線
Fig. 6—Calculated curves with equation (1).

ところが、実際に測定される全雑音指数は、この他に第 1～3 項が加わった値であるから当然式 (5) は成立しなくなる。各定数を $f_g = 50$ Mc, $R_g = 500$ Ω , $r_b' = 50$ Ω , $r_e = 20$ Ω と仮定し, α をパラメータにして F_C , F_T を数値計算したのが図 5, 図 6 で, α が大になるほど F_T と F_C の差が大きくなっていることが分かる。

したがって $f_g \sqrt{1-\alpha}$ から雑音が増大するのは単にコレクタで発生する項のみを考えた場合であることは自明である。

Nielsen⁽³⁾ もこの点に言及しているが, 1～3 項の影響は少ないという理由で, 高周波雑音指数は, $f_g \sqrt{1-\alpha}$ から増加し始めると結論している。また多くの論文でもこれを引用して図 7 のような表示を用いている。

しかし上記の証明より, この図示の方法が誤りか, あるいは極めて誤

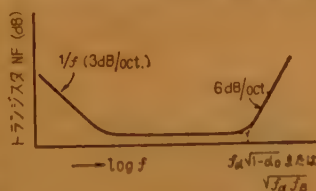


図 7 誤った記載例
Fig. 7—An example of mistaken or mistakable expression.

解をまねきやすいことが分かる。実際に f_g がいかに高くとも α が 1 に近い優れたトランジスタほど低周波から雑音指数が増大し始めるという不都合が生ずることになる。たとえば 10 Mc の低雑音増幅器を設計する場合, $f_g = 20$ Mc のトランジスタを用いて利得は十分考えても $\alpha = 0.99$ であると, 雑音指数はほぼ 2 Mc から約 6 dB/oct. で増加するから, ショット雑音レベルが 3 dB 程度であっても, 10 Mc では 15 dB になり S/N は極めて悪化してしまうことになる。しかし実際はこのようなことはあまり顕著に起こらない。

そこでトランジスタの全雑音指数に対して, 増大し始める周波数を求めてみよう。 f_g の測定慣例にした

がって, 雑音指数がショット雑音レベルから 3 dB 増加する周波数を図 3 (b) のごとく規定し, これを雑音指数 (NF)-しゃ断周波数 (f_{N_2}) とする。

式 (1) を周波数に無関係な項と, これに依存する項とに分けて考える。

$$F_T = 1 + \frac{r_b'}{R_g} + \frac{r_e}{2R_g} + \frac{(1-\alpha)(R_g + r_b' + r_e)^2}{2\alpha r_e R_g} + \frac{(f/f_g)^2}{2\alpha r_e R_g} (R_g + r_b' + r_e)^2 \quad (6)$$

ここで 1～4 項を A, 5 項を B とし, $A=B$ より f_{N_2} を求める式 (7) が得られる。

$$f \equiv f_{N_2}$$

$$= f_g \left\{ \frac{2\alpha r_e R_g \left(1 + \frac{r_b'}{R_g} + \frac{r_e}{2R_g} \right)}{(R_g + r_b' + r_e)^2} + (1-\alpha) \right\}^{1/2} \\ = f_g \left\{ 1 - \alpha + \frac{2\alpha r_e (R_g + r_b' + (r_e/2))}{(R_g + r_b' + r_e)^2} \right\}^{1/2} \quad (7)$$

エミッタ接地の場合, 雑音指数を最少にするための R_g の値は, 周波数特性を考慮に入れて, 100～500 Ω となるから (低周波ではエミッタ電流 1 mA で 500 Ω) 式 (7) において,

$$R_g + r_b' \gg r_e$$

とおけば式 (8-a), (8-b) が得られる。

$$f_{N_2} \approx f_g \sqrt{1-\alpha + \frac{2\alpha r_e}{R_g + r_b'}} \quad (8-a)$$

$$f_g \sqrt{1-\alpha \left(1 - \frac{2r_e}{R_g + r_b'} \right)}$$

故に

$$f_{N_2} = f_g \sqrt{1-K\alpha} \quad (8-b)$$

$$ここで \quad K = 1 - \frac{2r_e}{R_g + r_b'} \quad (9)$$

式 (8-b) によれば, $0 < K < 1$ であるから, たとえ $\alpha = 1$ でも $f_{N_2} > 0$ となるような不都合は生じない。

3. 実験

以上の論旨を実験的に検討してみる。われわれは以前にこれに関連した実験結果を発表したが⁽⁴⁾, 今回は特に本実験用として r_b' の大きく異なるトランジスタを 2 種用いて実験した結果を示した。

図 8 は, r_b' の異なる 4 個の試料について実測した f_{N_2} ($f_{N_2, \text{meas.}}$) と $f_g \sqrt{1-\alpha}$ より計算した値との比を, α に関してプロットしたものである。本図は $f_g \sqrt{1-\alpha}$ から求めた f_{N_2} が実測値よりも 20～40% 低くなっていることを示しており, また α が大きいト

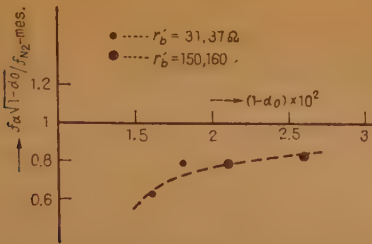


図 8 $f_{N2} \sqrt{1-\alpha_0}$ の計算値と測定した f_{N2} との比を $(1-\alpha_0)$ に対してプロットした図

Fig. 8—Ratio of $f_{N2} \sqrt{1-\alpha_0}$ to measured f_{N2} as a function of $(1-\alpha_0)$.

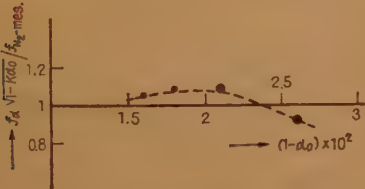


図 9 $f_{N2} \sqrt{1-K\alpha_0}$ の計算値と測定した f_{N2} との比を $(1-\alpha_0)$ に対してプロットした図

Fig. 9—Ratio of $f_{N2} \sqrt{1-K\alpha_0}$ to measured f_{N2} as a function of $(1-\alpha_0)$.

ランジスタほど実測値との差が大きいことが分かり、理論的考察からの結果と一致する。図 8 の $(1-\alpha_0) \times 10^2 = 1.6 (\alpha_0 = 0.984)$ の点では約 40% の誤差があるが、さらに α_0 の大きいランジスタでは 100% を越すものがあった。

図 9 は式 (8-b) から計算した f_{N2} と実測値との比を同じく α_0 に関してプロットしたものである。 α_0 の大小に関係なく 10% 以内におさまっていることが分かる。この程度の誤差は実験範囲が 20 Mc までで、 r_b を一定と考えたことから生ずるものであり、 α の周波数特性の仮定の近似からも当然と思われる。

したがって実験的にも、 f_{N2} が 100 Mc 程度以下、 f_{N2} が数 10 Mc 以下のランジスタに関しては、ほぼ式 (8-b) が実測とよい一致を示すことが実証された。 f_{N2} がさらに高いランジスタにおいては、入力コンダクタンスの周波数依存性の問題、測定法に関連して信号源インピーダンス R_0 の値とその周波数依存性の問題等があり、またショット雑音そのものの高周波における特性などに関してはまだ不明の点が多いので今後の問題であろう。

4. 誤差について

図 5, 6 に F_T と F_C の違いを示してあるが、さ

らにこの両者の NF- シャ断周波数の差を計算により示す。式 (7) から計算した値を X , $f_{N2} \sqrt{1-\alpha_0}$ により計算した値を Y とし、 $\{(Y-X)/X\} \times 100(\%)$ を誤差として、その α_0 による変化を示したのが表 1 である。

表 1 F_T と F_C の NF- シャ断周波数の差

α_0	誤差(%)
0.9	1
0.95	20
0.99	57
0.995	68

ではその差は倍以上になることが分かる。図 8 の実験に用いたランジスタは、 α_0 が 0.974~0.984 の間にあり、実測値との誤差が 30% 程度であることは、表 1 の結果からみては妥当と思われる。

5. 結 言

ランジスタを高周波で使用する場合、 α が周波数と共に減少すること起因する雑音指数の増加、特にいかなる周波数から増大し始めいるかどうかことは大きな関心事である。ところが従来より引用されている $f_{N2} \sqrt{1-\alpha_0}$ なる周波数は、理論的に不合理なところがあるため、特に NF- シャ断周波数なるものを定め、これが $f_{N2} \sqrt{1-K\alpha_0}$ と表わされるべきであることを提案した。また、この式の妥当性を実験的に確かめ、従来の表示による誤差を計算した。

終りに本論文は東京電機大学中野教授が当研究所に在職中にたまわった御指導御助言によるところが大きく、ここに深く感謝の意を表する。また常に御指導いただいた小松部長、御助言いただいた東京工大宮崎氏、および高周波雑音指数測定器の試作を担当された国洋電機伊藤氏に感謝の意を表する次第である。

文 献

- (1) たとえば A. van der Ziel, A.G. Becking: "Theory of junction diode and junction transistor noise", I.R.E. 48, p 589, (March 1958).
- (2) たとえば, W. Guggenbuehl, B. Schneider, M.J. O. Strutt: "Messungen über das Hochfrequenzrauschen von Transistoren", Nachrichtentech. Fachberichte N.T.Z. 5, p 34, (1956).
- (3) E.G. Nielsen: "Behavior of noise figure in junction transistors", I.R.E. 45, (July 1957).
- (4) 稲見, 宮崎, 中野: "トランジスタの高周波雑音指数について", トランジスタ研専委資料, (1960-40-09).

(昭和 36 年 7 月 15 日受付)

FM 変調波の磁気記録再生系伝送に関する一考察*

正員 木村悦郎 正員 横山克哉

(日本放送協会技術研究所)

要約 磁気記録再生系の FM 波に対する伝送特性について、伝送系を線形と非線形の 2 種の回路網に区別して検討を進めた。従来漠然と磁気記録再生系は非直線性を有すると考えられていたが、本質的な非直線性は記録磁化過程にのみ発生し、FM 波のように一般にスペクトルを合成した信号に対する記録再生特性が、従来の単一正弦波による特性とは著しく趣を異にするものであることを記録磁化機構の面から説明し、基本的な実験によってその傾向を求めている。この結果 FM 波の伝送に際し、各測帯波に対する伝送系の応答が、従来の単一信号によって測定したいわゆる定電流特性によるよりも明確となり、伝送特性の等化補償に対する考え方に基礎を与えることができた。本文の最後にはこの等化方式の一例と、その効果について示してある。

1. は し が き

磁気録音方式は高周波バイアス法によって録音感度および磁化の直線性を著しく向上し、今日の隆盛を見るに至ったことは周知のとおりであるがテレビ信号の磁気記録方式では、信号の伝送に要する帯域幅ないし比帯域が極めて大きく、かつ波形的忠実度を要するため、テレビ信号を直接磁気テープに記録することは種々の技術的困難がある。現在実用化されている Ampex 社のビデオテープレコーダ⁽¹⁾ではテープ、ヘッドの性能向上をはかると共に磁気記録の観点から、(1) テープヘッドの相対速度を約 40 m/s と大きくしテープ上に記録可能な最高周波数を上げたこと、(2) 普通の磁気記録方式ではいわゆる 6 dB/oct 特性により低周波成分の再生感度が悪いので、テレビ信号により搬送波を FM しこの FM 波をバイアス磁界を用いず直接テープに記録するいわゆる FM 録画方式を用いたこと、により上述の比帯域の問題、波形伝送上の要求を解決している。さらにこの FM 録画方式はテープ再生信号のレベル変動の影響を振幅制限器によって大幅に減少できる利点があり、テレビ信号の磁気記録方式としては現在最も適した方式であると考えられる。この FM 波に対する磁気記録再生系の応答については、従来概観的に残留側波帯伝送特性⁽²⁾を呈するものとして取扱われており、記録磁化過程における非直線性の影響については充分明らかでなかったように思われる。本文では FM 帯における磁気記録再生系の動作特性と、その FM 波伝送に及ぼす影響について、従来の

いわゆる定電流周波数特性のみでは説明し得ない場合があることを示し、とくに FM 側波帯の記録再生感度について、磁化機構的な見地から検討することにより、基本的な動作を明らかにすると共に、磁気記録再生系における伝送特性の等化方法を試みたので、それらの概要を報告する。

2. FM 変調波伝送上の問題点

磁気記録再生系の構成を図式的に表わせば図 1(a) のようになる。ここで

i : 記録増幅器の供給する記録電流

$i(f)$: 記録ヘッドを流れる記録電流

H : $i(f)$ によりヘッド空けきが発生する磁界

B : 磁界 H によるテープ上の残留磁気

ϕ : 残留磁気 B により再生ヘッドと鎖交する磁束

ϕ' : ϕ のうち真にヘッド線輪と鎖交する磁束

e_g : ϕ' の時間的变化に比例するヘッド誘起電圧

e_r : 再生増幅器入力端子における再生電圧

をあらわす。

一般に磁気記録再生系は非直線系とされているが、図 1 から明らかなように、記録磁化過程($H \rightarrow B$) 以外はすべて近似的には直線的であり、これらについてはすべて線形回路網に準じた取扱いができる。

したがって磁気録音方式におけるように、偏移磁界を信号磁界に重ね合わせることににより、記録信号磁界 H と残留磁気 B との間に直線的関係が成立つ場合には、系全体に対して、永井氏⁽³⁾らによって行なわれたように直線回路網的考察が成立つわけで、その結果は、テレビ信号を FM によらず直接録画するような場合におけるひずみについても、重要な示唆を与えるものである。

これに対し、現在の FM 録画方式では、すでに述

* FM Transmission Characteristics Over the Magnetic Recording System. By ETSURO KIMURA and KATSUYA YOKOYAMA, Members (Technical Research Laboratory, Japan Broadcasting Corporation, Tokyo). [論文番号 3429]

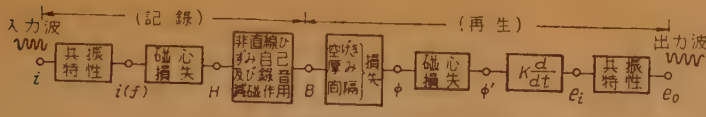


図1 磁気記録再生系の図式的表示
Fig. 1—Graphical representation of magnetic record-reproducing system.

べたようにバイアス磁界を用いることなく FM 波を直接磁気テープに記録しており、一般的にスペクトルを合成した信号磁界に対して、各成分信号がどのような相対関係において残留磁気として記録されるかどうかという点に問題がある。

3. FM 変調波とスペクトル分布

伝送系の特性を検討するに先立ち一応録画信号としての FM 波のスペクトル分布について述べる。まず単一正弦波による FM 波はつぎのように表わされる。

$$i(t) = I_0 \sin(2\pi f_c t + m_f \sin 2\pi f_p t)$$

ここで I_0 : 搬送波 f_c の振幅, f_p : 信号周波数,

$m_f = \Delta F / f_p$: 変調指数, ΔF : 周波数偏移

変調指数 $m_f < 0.4$ の場合、二次以上の側帯波成分は無視できるから、

$$i(t) = I_0 [J_0(m_f) \sin 2\pi f_c t + J_1(m_f) \{\sin 2\pi(f_c + f_p)t - \sin 2\pi(f_c - f_p)t\}]$$

となる。一般に磁気録画においては映像信号による周波数偏移は高々 2 Mc_{p-p} 程度であるから、映像信号の高周波成分に対する変調指数はごく特殊な場合を除けば1より充分小さいと考えられる。また、さらに次節で述べるように、録画ヘッドの周波数特性により残留側帯伝送となるので、映像信号の高周波成分についての総合伝送特性は一次の下側帯波のみを考慮した FM 伝送系として検討することができる。

4. 線形伝送回路網の応答

図1に示したように、線形回路網として取扱いうる部分は、ヘッドの共振特性、磁心損失、および再生過程における空けき等の諸損失等に大別されるが、磁気記録再生系の特性の上限はもっぱら最初に挙げたヘッドの共振特性によって決定し、FM 伝送上の影響がとくに大きい。

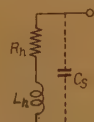


図2 録画用磁気ヘッドの等価回路
Fig. 2—Equivalent circuit of video head.

(1) 磁気ヘッドの回路素子としての特性

Mc 帯におけるヘッドを回路素子として見れば、図

2のように、抵抗とインダクタンスの直列回路に巻線の漂遊容量が並列に付加した形で表わされる。抵抗は主としてヘッドの磁心損失を代表し、一方インダクタンスは

線巻回数の自乗に比例し、磁心の全磁気抵抗に反比例する。現用の録画用ヘッドのインピーダンス一周波数特性を実測した結果の一例を示すと図3のようになり、Mc 帯におけるヘッドの Q はヘッドによって多少変化はあるが大体3ないし5程度となる。

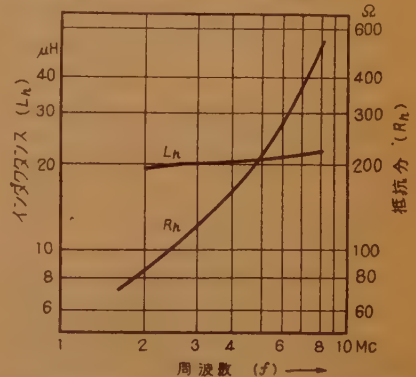


図3 録画用磁気ヘッドのインピーダンス周波数特性
(注 ヘッド形式 NHK 技研試作 400 形、巻数 37 t)

Fig. 3—Impedance-frequency characteristics of video-head.

(2) ヘッドの共振特性

再生時においてはヘッド誘起電圧 e_i (図1参照)はインダクタンスに直列に入り、したがって伝送特性は

$$\frac{e_0}{e_i} = \frac{1}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right) + j \frac{\omega}{Q\omega_0}} = \Gamma(\omega) e^{j\phi}$$

$$\omega_0 = 1/\sqrt{L_h C_s}$$

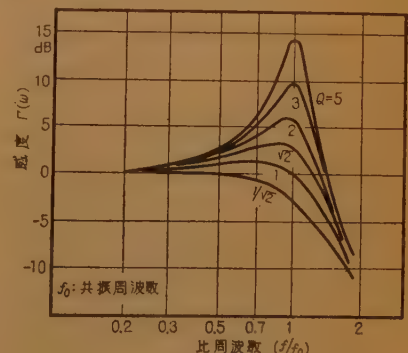


図4 再生時の共振回路の伝送特性
Fig. 4—Frequency characteristics of resonant head circuit for reproducing process.

となる。この場合漂遊容量 C_s は増幅器入力回路を含む値である。

図4は $F(\omega)$ の計算結果を示す。一方録画時には、一般に再生時よりも C_s が増大するため図5のようにヘッドと並列にインダクタンス L_a および抵抗 R_a を付加し、回路としての共振周波数を調整する必要がある。この場合ヘッドを流れる記録電流 i_h は

$$i_h = \frac{\alpha^2}{\left[\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right) + \frac{\alpha^2}{Q_1 Q_2} \right] + j \left[\alpha^2 \left(\frac{1}{Q_1} \frac{\omega_{01}}{\omega} + \frac{1}{Q_2} \frac{\omega}{\omega_{01}} \right) \right]}$$

$$- \frac{1}{Q_1} \frac{\omega_{01}}{\omega} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{02}^2} \right) \right]$$

$$\omega_{01}^2 = 1/L_h C_s, \quad \omega_{02}^2 = 1/\left(\frac{L_a L_h}{L_a + L_h} \right) C_s$$

$$\alpha = (\omega_{01}/\omega_{02}) = \sqrt{L_a/(L_a + L_h)}$$

$$Q_1 = \omega_{01} L_h / R_h, \quad Q_2 = R_a / \omega_{01} L_h, \quad i_0 = g_m e_g$$

のようになる。具体的な数値例として、いまヘッドインダクタンス $L_h = 25 \mu\text{H}$ とすれば

再生時の漂遊容量 $\approx 20 \text{ pF}$ 同共振周波数 $\approx 6.5 \sim 7 \text{ Mc}$
録画 $\quad \quad \quad \approx 50 \text{ pF} \quad \quad \quad \approx 4.5 \text{ Mc}$

等となり、その周波数特性は図6のようになる。特性①は付加インダクタンスおよび抵抗を用いない場合で、上記数値例から共振周波数 4.5 Mc の場合に相当する、いま伝送すべき FM 波の瞬時周波数が図6の

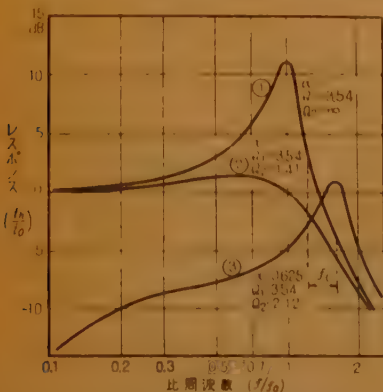


図6 記録電流の周波数特性

Fig. 6—Frequency characteristics of recording current.

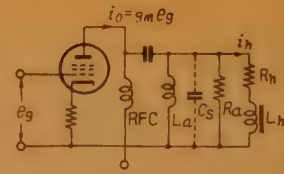


図5 記録増幅器出力回路 L_a , R_a 付加インダクタンスおよび抵抗

Fig. 5—Recording amplifier output cet.

点線で示した範囲 (すなわち $5 \sim 6 \text{ Mc}$) にある場合は、このままの特性では、傾斜の急峻な部分によって大きいひずみが発生することが予想される。このため実際にはインダクタンス L_a あるいは抵抗 R_a を付加して、記録電流特性を図6②あるいは③のように補正し、とくに瞬時周波数範囲の特性傾斜を緩和している。このことは記録電流回路のみの FM 伝送特性を、前節の考え方に基づいて推定すると、図6①のような特性では、FM 伝送系の共振特性のピークに対応して、video 特性の中域付近に山を生ずるのに対して、②あるいは③の特性ではその傾向が比較的小さくなるものと思われることから、ある程度このような補正にも妥当性がみとめられる。しかしこれは単に記録電流回路のみを取り出した場合について考えており、実際の録画動作については、さらに検討する必要がある。

5. 非線形伝送系の応答

磁気記録再生系において本質的に非線形動作をなす部分は、記録磁界 H —残留磁気 B の間であることはすでに述べたが、この間の特性の実測値の一例は図7のように、各周波数とも入出力間の関係は非直線的である。この測定は定周波数における記録電流と再生電圧の関係を求めており、これから再生電流の周波数特性は記録電流の大きさによってかなり変化することが察せられる。しかし FM 波のような一般にスペクトルを合成した信号の伝送特性を求めるためには、このような単一記録電流に対する再生電圧の周波数特性のみでは不充分であって、磁気記録再生系の、いわば動的特性について検討する必要がある。これは磁気テープ材料がヒステリシス特性を有する非直線性を示すこ

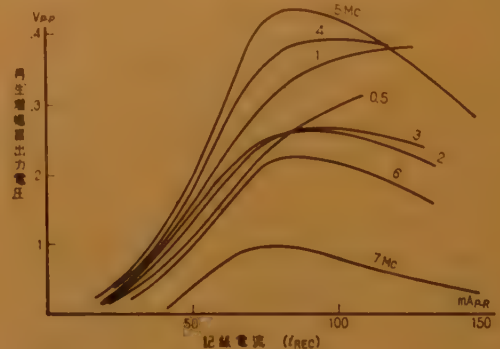


図7 入出力特性

註: テープヘッド相対速度 (記録時) $v = 45.5 \text{ m/s}$
再生増幅器 利得 36 dB 特性 8 Mc 平坦

Fig. 7—Relation between recording current and reproduced voltages.

とに起因する根本的な問題である。

動的磁気特性を一般的に取扱うことは極めて困難であるので、ここでは、録画の場合における高周波成分の伝送に近い理想化した条件下で考察を進めることとする、いま仮りに記録電流の周波数特性が図 6 ②によって与えられるものとし、磁心損失の影響を無視すれば記録電流 $i_h(t)$ は次式で与えられる。

$$i_h(t) = \mathcal{J}_0[\Gamma(\omega_c)J_0(m_f)\sin 2\pi f_c t + \phi_0] \\ + \Gamma(\omega_c + \omega_p)J_1(m_f)\sin 2\pi(f_c + f_p)t + \phi_1 \\ - \Gamma(\omega_c - \omega_p)J_1(m_f)\sin 2\pi(f_c - f_p)t + \phi_{-1}]$$

ここで $\phi_0, \phi_1, \phi_{-1}$ は $f_c, f_c + f_p, f_c - f_p$ に対する位相を表わす、したがって搬送周波数 f_c は図 6 の点線に示す領域にとれば下側帯波 ($f_c + f_p$) は f_c に対して強調され一方上側帯波 ($f_c - f_p$) は減衰する。いま数値例として、 $\omega_0/2\pi = 4.5$ Mc, $f_c = 5.4$ Mc, $f_p = 3$ Mc, $m_f = 0.3$ の場合には、

$$i_h(t) = 0.80 \mathcal{J}_0 \sin 2\pi f_c t + \phi_0 \\ - 0.14 \mathcal{J}_0 \sin 2\pi(f_c - f_p)t + \phi_{-1} \\ + 0.05 \mathcal{J}_0 \sin 2\pi(f_c + f_p)t + \phi_1$$

のようになる。ここでもし図 7 のような単一周波数の入出力特性のみにより、磁気記録再生系の伝送特性が決定するものとすれば、搬送波 $f_c (= 5.4$ Mc) に対して最高感度となるような記録電流（この図の特性では 80~90 mA）を供給すれば、上下両側帯波すなわち 8.4 および 2.4 Mc に対する記録電流は、それぞれ 5~6 mA および 14~16 mA となり、それらに対応する再生出力電圧は、入力変調波の振幅比関係とは著しくことなつた形となり、側帯波成分は実際上ほとんど伝送されないことになる。以上は説明の便宜上、一定周波数による FM 波について述べたが、このような傾向は一般に映像信号の高周波成分による側帯波群について同様に発生するわけで、したがって図 6 の特性のみでは、側帯波成分の伝送を検討し得ないことを表わしている。これは図 7 の測定が各信号周波数を、それぞれ単独にバイアス磁界を併用せずに記録再生した結果に過ぎない以上当然のことであり、側帯波に相当する信号を単独に記録する場合と、これを一つの変調波として搬送波に重ね合わせて記録する場合では、記録磁化過程が全く異なつて来ることが考えられるわけで、この点が従来の磁気記録再生系の特性を概観的に残留側帯波伝送特性と見る考え方と異なるところである。

さて、前例のように浅く FM した信号の波形は図

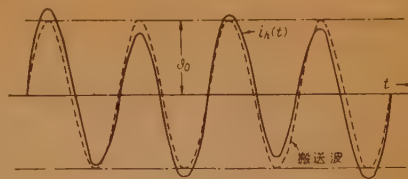


図 8 記録電流波形の一例

Fig 8—An example of recording current waveform.

8 のようになり、このような信号磁界による記録磁化過程では、

- (1) 信号の平均繰返周期はほぼ搬送波に等しく、また録音減磁の原因となる反転磁界の尖頭値は、変調指数 m_f により多少変化するが、記録磁化に及ぼす影響は小さい。
- (2) 平均的自己減磁界は、一定周波数（無変調）の場合とほぼ同一である。

と考へて差しつかえない、したがって図 8 のような記録電流の各瞬時値に対応する残留磁化の強さを求めるに際しては、ほぼ搬送周波数に対する記録磁化過程をそのまま適用しうるものと思われる。この場合、録画ヘッドの磁界分布形状および磁気テープの動作磁気特性から、その傾向を作図的に求めることも不可能ではないが、ここでは図 9 に示すような測定によって、複合信号磁界に対する動的入出力特性の傾向を求めた。

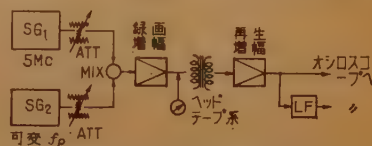


図 9 複合波入出力特性測定系

Fig. 9—Measurement system of recording characteristics for combined waves.

図 8 において SG 1 および SG 2 はそれぞれ信号発生器で、その一方をたとえば 5 Mc, 他方を 2 Mc にセットし、それぞれの出力を調整して相対的な振幅関係がほぼ浅く変調した FM 波の搬送波と側帯波の関係に近くする。この混合信号を増幅してテープに記録し、再生信号のうち、側帯波にあたる 2 Mc 成分のみをろ波器で分離して測定すれば、ほぼ実際の FM 波における下側帯波の記録再生特性に近い結果が求まることになる。

図 10 はその測定結果の一例であつて、いわば側帯波の動的入出力特性を示すものである。すなわち、搬送波（この場合 5 Mc）断で側帯波信号のみ単独に記録再生する場合の特性は図 6 に示した静的特性となるが、搬送波を重ね合せた場合には、側帯波に対する感

度が著しく増大し、かつその入出力特性がほとんど直線的となる。したがってFM波においては、変調指数 m_f に比例した復調出力が期待されることになる。

さらに搬送波電流のみを変化した場合の搬送波出力振幅および側帯波出力振幅の変化傾向は図11のようになり、搬送波電流値には最適値があり、その値はほぼ搬送波自体の出力振幅が最高となる記録電流値と一致しているが、最適値以上の部分では、側帯波出力が急に低下する傾向を示しており、これはFM波記録時において、変調信号の高域成分の伝送特性を問題とする場合、記録電流の適定がきわめて重要なことを明らかにしている。一方側帯波に相当する信号周波数を変化した場合および搬送波に相当する信号の周波数を変化した場合の特性はそれぞれ図12および13のようである。

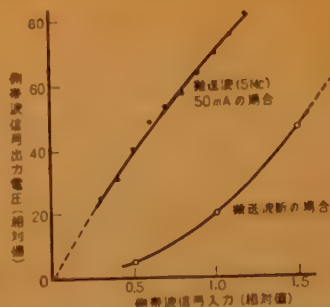


図10 複合波に対する動的入出力特性の実験結果(入力目盛0.5における両信号振幅比は約8:1)

Fig. 10—Experimental data of dynamic characteristics for recording combined waves.

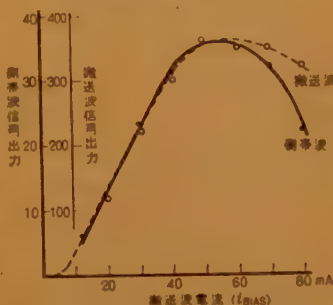


図11 搬送波レベルによる側帯波信号出力の変化

Fig. 11—Influence of carrier level for recording characteristics of sideband component.

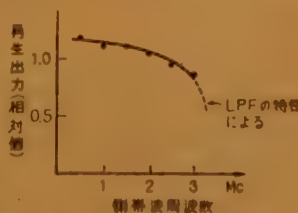


図12 側帯波周波数の影響

Fig. 12—Effects of sideband frequencies.

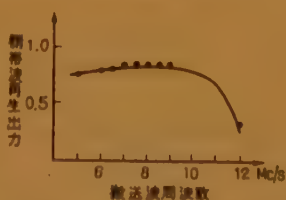


図13 搬送周波数による変化

Fig. 13—Effects of carrier frequencies.

図7からわかるように搬送周波数を高くするにしたがって、搬送波自体の出力振幅は急激に減衰するのに対して図13ではこれに重ね合せた側帯波(2 Mc)信号の出力振幅はほとんど変化しないことが注目される。

以上のような考察ならびに実験結果から、側帯波を含む複合信号磁界に対応する記録磁化の強さは、

$$I = \gamma \left[I_0 \sin^2 \pi f_c t + \phi_0 + \frac{k(\gamma_0)}{2} \{ \mathcal{J}_1 \sin 2\pi(f_c + f_p)t + \phi_1 - \mathcal{J}_{-1} \sin 2\pi(f_c - f_p)t + \phi_{-1} \} \right]$$

ここで I_0 : 記録電流 \mathcal{J}_0 による搬送波磁化強度
 $k(\gamma_0)$: \mathcal{J}_0 における側帯波磁化強度を表わす係数

γ : 比例常数

のように表わすことができ、浅いFM波に対しては、記録磁化後のFM波の側帯波成分は、もとの変調指数に比例して変化し、その記録再生特性には直線的関係がみとめられる。これは側帯波成分に重ね合せた振幅の大きい搬送波成分が、一種の偏移磁界の作用を有することを意味している。磁気録音における高周波バイアス法では、音声信号(上述の場合側帯波信号に相当)に対して充分高い周波数の偏移磁界と重ね合わせて、音声信号に対する直線性および感度を向上しているが、浅いFM波の場合、搬送波は、バイアス磁界の周波数を極端に低くした場合に相当するわけで、側帯波の搬送波に対する振幅比が、磁気録音における信号磁界とバイアス磁界の比率と同様残磁の大きさを一義的に決定しているものと考えられる。たとえば Ampex 形 VTR のように4個のヘッドを切替えて使用する場合には録用面磁気ヘッドの特性としては、第一に搬送波付近の感度が均一で、ヘッドごとのSN比の相違がないと同時に、側帯波成分に対する磁化係数が揃っていることが必要であり、このためには、図10からもわかるように記録電流値の調整をかなり慎重に行なわねばならない。

6. 磁気記録再生系における伝送特性の等化法

前節までの所論により、テープ上に記録された信号に対応する残留磁化に関して、側帯波成分がある程度まで正しく保存されることがわかった、したがって再生側においても記録ヘッドを流れる電流の周波数特

性に関して施したと同様の特性等化が必要となる。再生側の伝送特性はす

でに 4. においてそ

の概略を示したが、

この等化回路として

は、たとえば図 14 Fig. 14—An example of equalizer for FM transmission cet.

のような回路が考え

られる。この回路の伝送特性は、

$$\frac{e_2}{e_1} = \frac{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right) + j \frac{\omega}{Q' \omega_0}}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right) + j \frac{\omega}{Q \omega_0}}$$

ここで

$$\omega_0^2 = 1/\sqrt{LC}, \quad Q = \omega_0 L/r, \quad Q' = \omega_0 L/(R+r)$$

したがって、 $L=L_h$, $C=C_s$, $r=R_h$ とすれば等化後の再生側の伝送特性は

$$\Gamma(\omega) \varepsilon^{j\phi} = \frac{1}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right) + j \frac{\omega}{Q' \omega_0}}$$

となり、図 14

の抵抗 R を

調整して、等

化後の $Q'=1$

$\sim 1/\sqrt{2}$ とす

ることができる。この等化

回路による実

際の画面にお

ける効果の一

例は、図 15

のようであ

り、この場合、

等化によって

黒緑の後に生

ずるスメヤ状

の過渡ひずみ

がかなり改善

されることが

わかる。

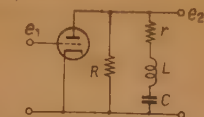
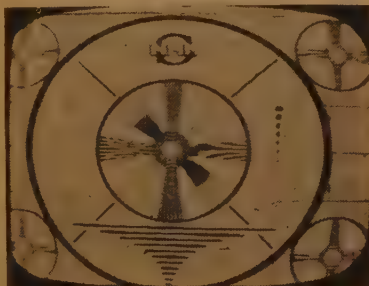


図 14 等化回路の構成

Fig. 14—An example of equalizer for FM transmission cet.



(a) 等価しない場合



(b) 等価しない場合

図 15 等化による画質の改善例
Fig. 15—An example of picture quality improvement by equalizer.

7. む す び

本文では磁気記録再生系を一つの情報伝送系とする見地から、広帯域 FM 波に対する伝送特性について論じたが、これらを総括すればつぎのような結論が導かれよう。

- (1) 磁気記録再生系は一般的に非直線伝送系を構成するが、記録磁化過程以外の部分では、線形回路網的取扱いが可能であって、重ね合せの理が成立する。
- (2) 線形回路網的取扱いの可能な部分の中では、磁気ヘッドと記録および再生増幅回路との結合部分の帯域特性が、とくに FM 波の伝送特性に影響があり、特性の上限はヘッドインダクタンスと回路の漂遊容量による共振周波数でほとんど決定する。
- (3) 記録磁化過程においては線形回路網的取扱いは一般に不可能であり、その応答は従来のいわゆる定電流周波数特性、すなわち単一周波数信号に対する特性のみでは充分明らかにし得ない点がある。この点について、FM 波のように多数調波の合成した信号に対する記録磁化の動作機構を考察し、側帯波の記録再生感度が搬送波に対する振幅比率と関連のあることを推論し、これを実験によって確かめ、磁気録音における高周波バイアス法による磁化機構と類似の性質があることを明らかにした。
- (4) 以上の考察結果にもとづいて、磁気記録再生系による FM 波の伝送特性に対する簡単な等化回路を与え、その効果を実際の画面上において確認した。

終始御指導御検討をいただいた当所テレビ研究部部長鈴木桂二博士、並びに種々討論検討をいただいた吉田主任、谷村洋の両氏に対し厚く感謝の意を表する。

文 献

- (1) 樋渡：“ビデオテープレコーダについて”，信学誌，42，p 557，(昭 34-06)。
- (2) 吉田：“VTR における残留側帯 FM 伝送特性”，信学誌 42，p 797，(昭 34-09)。
- (3) 永井・佐藤・岩崎：“磁気録音方式における直線歪の検討”，電学誌 73，p 717，(昭 28-07)。
(昭和 36 年 3 月 30 日受付，6 月 26 日再受付)

瞬時圧伸系の回路要素の変動が信号の復元および 瞬時 S/N 改善度に与える影響*

正 員 笠 井 保

(大阪大学工学部)

要約 最適状態に構成された瞬時圧伸系において、構成後の種々の外部条件に起因する、電圧内部抵抗、直線系増幅器の増幅度、伝送レベル等の回路要素の変動が、この系の信号の復元および瞬時 S/N 改善度に与える影響を、系に使用される非直線素子の電圧-電流特性に特定の関数表示を用いることなく、一般的にとり扱っている。

回路要素の変動に基づく信号の復元には4種類の傾向があることを示し、従来提案された瞬時圧伸器の諸形式を用いた系では、それぞれどのような傾向をとるかを明らかにした。瞬時 S/N 改善度に与える影響については、低レベル信号が許容されるひずみの範囲内で復元される場合の一般的な考察を行ない、特に最大改善度の変動に対して信号の復元が不完全となった場合を含めて記述した。なお本文の考察は系に使用される非直線素子の性質より、相当高周波数まで大きな差異なく適用することができる。

1. 序 言

瞬時圧伸系の目的とする低レベル信号における瞬時 S/N の改善度は、系に組みこまれる伸長器の非直線特性の傾斜、いわゆる noise susceptibility の逆数でもって定義された⁽¹⁾。また、この定義は送信側において圧縮された信号が受信側において許容されるひずみの範囲内で伸長、復元されることを前提としていた。

ところで従来提案された瞬時圧伸系に組みこまれる圧伸器は、その回路構成上、必然的にひずみを生じる形式のもの⁽²⁾⁽³⁾、および原理的には完全な信号の復元が可能な形式のものであった⁽⁴⁾⁽⁵⁾。したがって前者の形式においては、それを構成する各回路要素を、受信側で再現される信号が最も原信号に近似されるように選定しなければならなかったし、また後者の形式においても各回路要素に、ある特定の関係を維持させる必要があった。しかしこれらいずれの形式を用いた系でも、上の条件を満足するように最も適当に選定された各回路要素も、当然その後における種々の外部条件によって変動する可能性が存在する。

先に筆者は原理的に無ひずみとなる瞬時圧伸器の一形式について伸長器に含まれる直線系増幅器の増幅度の変動のみに関して簡単な検討を加えた⁽⁶⁾。しかし実際の瞬時圧伸系では圧縮器、伸長器を形成する電圧内部抵抗、直線系増幅器の増幅度および伝送レベル等の回路要素の相互関係が最適の状態に保持されて動作す

るものであるから、ある特定の形式の、特定の要素だけの変動をとり扱ったのでは、系全体の動作を判断するのに適当でない。したがって上記の回路要素の変動が重複した状態においての信号の復元および瞬時 S/N 改善度に与える影響を考察しておくことは瞬時圧伸系の動作をとり扱う上に是非とも必要である。

このような見地より、瞬時圧伸系において変動の可能性をもつと考えられる諸要素をとりあげ、これらを総括して論じたのが本論文である。

ただ本論文の考察には圧縮器と伸長器に含まれる非直線素子の特性が使用周波数範囲においてきわめて良好で、その電圧-電流特性の差異も非常に少なく、無視できる状態にあるものとして論じられている。しかしこの差異⁽⁷⁾⁽⁸⁾を加味しても本論文の結果より瞬時圧伸系への影響を一般的に推測することが可能である。

2. 瞬時圧伸系に用いられる圧伸器形式と 変動を考慮する回路要素

これまで提案された瞬時圧伸器の形式としては図1に示す圧縮器回路と伸長器回路を組み合わせたつぎの4形式である。

- (1) 基礎回路⁽⁹⁾…圧縮器(a)と伸長器(a)
- (2) 帰還基本形⁽³⁾…圧縮器(a)と伸長器(c)
- (3) 無ひずみ第Ⅰ形式⁽⁴⁾…圧縮器(b)と伸長器(b)
- (4) 無ひずみ第Ⅱ形式⁽⁵⁾…圧縮器(b)と伸長器(c)

ここで(1)および(2)を用いた系が回路要素をどのように選んでも必然的にひずみを生じ、(3)および(4)を用いた系が回路要素に一定の関係を保持させることにより原理的に無ひずみとなるものであった。これらの形式の非直線素子を形成する金属整流器は、せき層以外の抵抗およびせき層静電容量がきわめて小さ

* Influence by a Variation of the Circuit Elements Against Signal Recovery and Instantaneous S/N Improvement in Instantaneous Compander Systems. By TAMOTSU KASAI, Member (Faculty of Engineering, Osaka University, Osaka). [論文番号 3430]

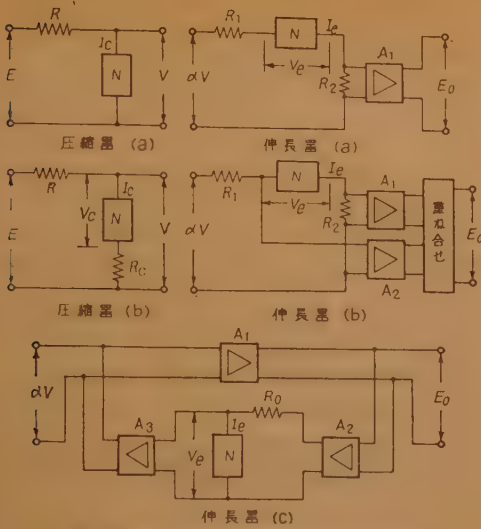


図1 瞬時圧伸器の圧縮器と伸長器の形式

Fig. 1—Types of compressor and expander in instantaneous companders.

く、相当高い周波数までも実効リアクタンス分を無視することができ、電圧-電流特性がほとんどその実効抵抗分で表示できるような良質のものを使用することが望ましい。このような非直線素子をもった図1に示された瞬時圧伸器を用いた系において、外部条件によって変動すると考えられる回路要素は、圧縮器では電源内部抵抗 R 、伸長器では電源内部抵抗 R_1 、 R_0 および直線系増幅器の増幅度 $\mu_i (i=1,2,3)$ 、さらに伸長器の入力瞬時レベルを決定する定数 α である。いまこれらの変動分には Δ を付し、ひずみを少なく、あるいは原理的に無ひずみとなるように選定された各要素の最適値に対する変動の割合をつぎのように表わすこととする。

$$\left. \begin{aligned} \Delta R/R &= r, \quad \Delta R_1/R_1 = r_1, \\ \Delta R_0/R_0 &= r_0, \quad \Delta \alpha/\alpha = \sigma \\ \Delta \mu_i/\mu_i &= \varepsilon_i (i=1,2,3) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

以後このほかに Δ を付した量があらわれるが、これらはすべて上の約束によって変動分を表わすものである。またこれらの変動分は圧縮器の瞬時出力レベルを基準にしてとられ、回路要素に変動があるか否にかかわらず圧縮器瞬時出力レベルが等しくなるようにとられている。

3. 回路要素の変動にもとづくレベル偏差の変動の一般的考察

回路要素に変動を生じた場合のレベル偏差 $\delta^{(0)}$ は次

式で表わされる。

$$\delta = 1 - k_0(E_0 + \Delta E_0)/(E + \Delta E) \quad (2)$$

ここで k_0 は各瞬時レベルにおける最小のレベル偏差を0とするような定数である。そこでいま

$$\lim_{V_e \rightarrow 0} \delta = \delta_0, \quad \lim_{V_e \rightarrow \infty} \delta = \delta_\infty \quad (3)$$

とおき、つぎのような値を導入する。

$$R_\delta = (\delta_\infty - \delta_0)/(\delta - \delta_0) \quad (4)$$

実際問題として非直線素子電圧 V_e を ∞ とすることは不可能であるが、理論的にこのようなものを仮定することによって、後で見られるようにレベル偏差の変動を明らかにすることができるし、またこれは本考察の一般性を失うものではない。以後式(4)に示された δ は表現の簡単のために式(3)の場合を除いた任意の V_e に対するレベル偏差とする。

以上により δ の模様は R_δ の値にしたがってつぎのように区別することができる⁽⁹⁾。

(1) $R_\delta = 0$ の場合

$$\left. \begin{aligned} [\text{I-1}] \quad \delta - \delta_0 > 0 \quad \text{ならば} \quad \delta_0 = \delta_\infty < \delta \leq 0 \\ [\text{I-2}] \quad \delta - \delta_0 < 0 \quad \text{ならば} \quad \delta_0 = \delta_\infty > \delta \geq 0 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

(2) $R_\delta > 1$ の場合

$$\left. \begin{aligned} [\text{II-1}] \quad \delta_\infty - \delta_0 > 0 \quad \text{ならば} \quad \delta_\infty > \delta > \delta_0 = 0 \\ [\text{II-2}] \quad \delta_\infty - \delta_0 < 0 \quad \text{ならば} \quad \delta_\infty < \delta < \delta_0 = 0 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

(3) $R_\delta < 0 (V_e < V_{e3}), R_\delta > 1 (V_e > V_{e3})$ の場合

ここで V_{e3} は回路要素の変動分によってきまる V_e の値である。

$$\left. \begin{aligned} [\text{III-1}] \quad \delta_\infty - \delta_0 > 0 \quad \text{ならば} \\ \delta_\infty > \delta_0 > 0, \quad \delta \geq 0 \\ [\text{III-2}] \quad \delta_\infty - \delta_0 < 0 \quad \text{ならば} \\ \delta_\infty < \delta_0 < 0, \quad \delta \leq 0 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

またともに $V_e \leq V_{e3}$ で $|\delta| \leq |\delta_0|$

$V_e > V_{e3}$ で $|\delta_\infty| > |\delta| > |\delta_0|$

(4) $R_\delta > 1 (V_e < V_{e4}), R_\delta = 1 (V_e = V_{e4}),$

$R_\delta < 1 (V_e > V_{e4})$ の場合

ここで V_{e4} は回路要素の変動分によってきまる V_e の値である。

$$\left. \begin{aligned} [\text{IV-1}] \quad \delta_\infty - \delta_0 > 0 \quad \text{ならば} \\ \delta_0 < \delta_\infty < 0, \quad \delta \leq 0 \\ [\text{IV-2}] \quad \delta_\infty - \delta_0 < 0 \quad \text{ならば} \\ \delta_0 > \delta_\infty > 0, \quad \delta \geq 0 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

またともに $V_e < V_{e4}$ で $|\delta_0| > |\delta| > |\delta_\infty|$

$V_e \geq V_{e4}$ で $|\delta| \leq |\delta_\infty|$

以上4種類の傾向を図示すれば図2となる。

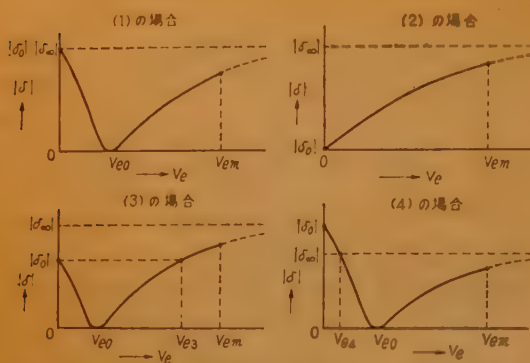


図2 回路要素の変動によるレベル偏差 δ の4種類の変動
Fig. 2—Four variations of the level deviation δ by the variation of the circuit elements.

前述のように実際の瞬時圧伸系においては非直線素子電圧 V_e は最大値 V_{em} までの値をとるから、実際には図2における V_{em} 以下の状態が存在することになる。

また、この考察は回路要素に変動のない場合にも同様に適用することができる。

4. 瞬時圧伸系の各形式を用いた系におけるレベル偏差の変動

4.1 回路要素の変動とレベル偏差の関係

まず基礎回路と無ひずみ第I形式を用いた系は、その構成が似かよっているから、これらをついにまとめることができる。いま非直線素子の電圧-電流特性を圧縮器、伸長器においてそれぞれ $I_c = f(V_c)$ 、 $I_e = f(V_e)$ とすれば回路要素に変動を生じた場合のレベル偏差は

$$\begin{aligned} \delta = & 1 - k_0 [\mu_2 (1 - \epsilon_2) (1 + \sigma) \{f(V_e)/f(V_e)\} \\ & \cdot \{(R_1 + R_2) + V_e/f(V_e)\} + \{\mu_1 R_2 (1 + \epsilon_1) \\ & + \mu_2 R_1 (1 + \epsilon_2) (1 + \tau_1)\} \{f(V_e)/f(V_e)\} \\ & \cdot \{1 + \Delta f(V_e)/f(V_e)\} / \{R (1 + \tau) \\ & + R_c + V_e/f(V_e)\}] \end{aligned} \quad (9)$$

となる。式(9)において $R_c = 0$ 、 $\mu_2 = 0$ 、 $V_e = V$ とおけば基礎回路を用いた系となり、 $R_1 + R_2 = R_c$ 、 $\mu_1 = k(R + R_1)/R_2$ 、 $\mu_2 = k$ 、 $\alpha = 1$ 、 $V_e = V_e$ とおけば無ひずみ第I形式を用いた系となる⁽¹⁾。ここで k は回路要素に変動のない原理的に無ひずみの状態における E/E_0 の値である。

つぎに帰還基本形と無ひずみ第II形式を用いた系も一つにまとめることができる。この系では

$$\delta = 1 - k_0 (1 - \epsilon_1) [\mu_1 \mu_2 R_0 (1 - \epsilon_3) (1 - \tau_0)$$

$$\begin{aligned} & \cdot \{f(V_e)/f(V_e)\} \cdot \{1 + \Delta f(V_e)/f(V_e)\} \\ & + (1 + \sigma) \{f(V_e)/f(V_e)\} \cdot \{R_0/\mu_2\} \\ & + \{(1 - \mu_1 \mu_2 \mu_3/\mu_2) V_e/f(V_e)\} \{1 \\ & + \mu_1 \mu_2 \mu_3 (1 - \epsilon_1) (1 - \epsilon_2) (1 - \epsilon_3)\} \\ & \cdot \{R (1 + \tau) + R_c + V_e/f(V_e)\} \end{aligned} \quad (10)$$

となる。式(10)において $R_c = 0$ 、 $R_0 = R$ 、 $\mu_2 = 1 - 1/(\mu_1 \alpha)$ 、 $\mu_2 = \alpha$ 、 $V_e = V$ とおけば帰還基本形を用いた系となり、 $R_0 = R + R_c$ 、 $\mu_1 \mu_2 = R_0/(\alpha R_c)$ 、 $\mu_2 = 1/k$ 、 $\mu_2 = R \alpha/R_0$ 、 $V_e = V_e$ とおけば無ひずみ第II形式を用いた系となる⁽²⁾。

4.2 回路要素の変動と非直線素子電流の変動との関係

レベル偏差の変動の考察には式(9)、(10)にみられるように、非直線素子電流の変動を知らなければならない。

そこでいま非直線素子の電圧-電流特性の印加電圧0における傾斜を m とおき、 δ の考察に必要な $V/f(V)$ 、 $V_e/f(V_e)$ 、 $V_c/f(V_c)$ の値を $V_e \rightarrow 0$ および $V_e \rightarrow \infty$ について示せば表1となる。

表1 $V_e \rightarrow 0$ 、 $V_e \rightarrow \infty$ における $V/f(V)$ 、 $V_e/f(V_e)$ 、 $V_c/f(V_c)$ の値

$V_e \rightarrow 0$	$V_e \rightarrow \infty$
一定値 $1/m$	0

上表において $V_e \rightarrow \infty$ の状態は実在しないが、この状態における値は、非直線素子として使用される整流器の特性を写る式⁽³⁾より理論的に導かれるものである。

2.において述べたように回路要素の変動分は、変動がない場合と圧縮器出力が等しくなるようにとられているから、このことより基礎回路および無ひずみ第I形式を用いた系では

$$\begin{aligned} (1 + \sigma) \{(R_1 + R_2) f(V_e) + V_e\} = & \{R_1 (1 - \tau_1) \\ & + R_2\} f(V_e) \{1 + \Delta f(V_e)/f(V_e)\} \\ & + V_e (1 + \Delta V_e/V_e) \end{aligned} \quad (11)$$

帰還基本形および無ひずみ第II形式を用いた系では

$$\begin{aligned} (1 + \sigma) (1 - \epsilon_1) (1 - \epsilon_2) \{R_0 f(V_e) \\ + (1 - \mu_1 \mu_2 \mu_3) V_e\} = & R_0 (1 + \tau_0) f(V_e) \\ & \cdot \{1 - \Delta f(V_e)/f(V_e)\} \cdot \{1 - \mu_1 \mu_2 \mu_3 (1 + \epsilon_1) \\ & \cdot (1 - \epsilon_2) (1 - \epsilon_3)\} V_e (1 + \Delta V_e/V_e) \end{aligned} \quad (12)$$

の関係があることがわかる。表1を用いて式(11)、(12)より $V_e \rightarrow 0$ 、 $V_e \rightarrow \infty$ における非直線素子電流の変動の割合 $\Delta f(V_e)/f(V_e)$ の値を知ることができる。そこでいま式(11)にもとづくものに $[I]$ 、式

(12) にもとづくものに [II] の記号を付して, その結果をまとめると表 2 のようになる。

表 2 $V_e \rightarrow 0$, $V_e \rightarrow \infty$ における $\Delta f(V_e)/f(V_e)$ の値

	$V_e \rightarrow 0$	$V_e \rightarrow \infty$
[I]	$(1+\sigma)\{1+m(R_1+R_2)\}/$ $[1+m\{R_1(1+\gamma_1)+R_2\}]-1$	$(1+\sigma)(R_1+R_2)/$ $\{R_1(1+\gamma_1)+R_2\}-1$
[II]	$(1+\sigma)(1+\varepsilon_1)(1+\varepsilon_2)$ $\cdot \{mR_0+(1+\mu_1\mu_2\mu_3)\}/[mR_0$ $\cdot (1+\gamma_0)+\{1+\mu_1\mu_2\mu_3(1+\varepsilon_1)$ $\cdot (1+\varepsilon_2)(1+\varepsilon_3)\}]-1$	$(1+\sigma)(1+\varepsilon_1)$ $\cdot (1+\varepsilon_2)/(1$ $+\gamma_0)-1$

上表で, $V_e \rightarrow 0$ においては $\Delta V_e/V_e = \Delta f(V_e)/f(V_e)$ の関係があるから, これが $V_e \rightarrow 0$ の値を求める場合に用いられている。

なお基礎回路, 帰還基本形を用いた系では, 変動分ではないが $f(V_e)/f(V)$ なる量があらわれるから, これもあわせて示しておけば表 3 となる。

表 3 $V_e \rightarrow 0$, $V_e \rightarrow \infty$ における $f(V_e)/f(V)$ の値

	$V_e \rightarrow 0$	$V_e \rightarrow \infty$
[I]	$\alpha/[1+m(R_1+R_2)]$	0
[II]	$\alpha\mu_1\mu_2/[mR_0+(1+\mu_1\mu_2\mu_3)]$	

4.3 レベル偏差の変動の考察

まず考察に必要な諸量をまとめて表 4 を得る。

次表で F_0 , G_0 , F_1 , F_2 は次式で与えられる。

$$F_0 = [1+m\{R_1(1+\gamma_1)+R_2\}]$$

$$\cdot \{1+mR(1+\gamma)\}\{f(V_e)/f(V)\}$$

$$\cdot \{1+\Delta f(V_e)/f(V_e)\}/[m\alpha(1+\sigma)]$$

$$\cdot \{V/f(V)+R(1+\gamma)\} \quad (13)$$

$$G_0 = \{1+mR(1+\gamma)\}\{1+mR_0(1+\gamma_0)$$

$$+(\mu_1\alpha-1)(1+\varepsilon_1)(1+\varepsilon_2)(1+\varepsilon_3)\}$$

$$\cdot [(1+\sigma)V/f(V)+R_0(1+\gamma_0)]$$

$$\cdot (1+\varepsilon_3)\{f(V_e)/f(V)\}$$

$$\cdot \{1+\Delta f(V_e)/f(V_e)\}/[(1+\sigma)\{1+mR_0$$

$$(1+\gamma_0)\}\{1+(\mu_1\alpha-1)(1+\varepsilon_1)(1+\varepsilon_2)$$

$$(1+\varepsilon_3)\}\{V/f(V)+R(1+\gamma)\}] \quad (14)$$

$$F_1 = R(1+\gamma)(1+\sigma)(1+\varepsilon_2)\{1-m$$

$$\cdot V_e/f(V_e)\}-\{(R+R_1)(1+\varepsilon_1)-R_1$$

$$\cdot (1+\gamma_1)(1+\varepsilon_2)\}[[1+m\{R(1+\gamma)+R_c\}]$$

$$\cdot \{1+\Delta f(V_e)/f(V_e)\}-m(1+\sigma)$$

$$\cdot (1+mR_c)\{V_e/f(V_e)+R(1+\gamma)+R_c\}/$$

$$\{1+m(R_c+R_1\gamma_1)\}] \quad (15)$$

表 4 レベル偏差の変動の考察に必要な諸量

系に組みこまれる圧伸器の形式	$\bar{\omega}_\infty - \bar{\omega}_0$	R_1
基礎回路	$k_0 m \mu_1 \alpha R_2$ $\cdot \{1+mR(1+\gamma)\}$ $\cdot (1+\varepsilon_1)(1+\sigma)$ $\cdot [1+m\{R_1(1+\gamma_1)+R_2\}]$ 0	$1/[1-F_0\{\gamma, \sigma, \gamma_1,$ $\Delta f(V_e)\}]$
	$k_0 \mu_1 \alpha (1+\varepsilon_1)$ $\cdot [1+(\mu_1\alpha-1)(1+\varepsilon_1)]$ $\cdot (1+\sigma)$ $\cdot (1+\varepsilon_2)(1+\varepsilon_3)$ $\cdot [1$ $\cdot mR_0(1+\gamma_0)(\mu_1\alpha-1)$ $\cdot 1+mR_0(1+\gamma_0)$ $\cdot (1+\varepsilon_1)(1+\varepsilon_2)(1+\varepsilon_3)$ $\cdot +(\mu_1\alpha-1)(1+\varepsilon_1)$ $\cdot (1+\varepsilon_2)(1+\varepsilon_3)]/$ $\{1+mR(1+\gamma)\} > 0$	$1/[1-G_0\{\gamma, \sigma, \gamma_0, \varepsilon_1,$ $\varepsilon_2, \varepsilon_3, \Delta f(V_e)\}]$
帰還基本形	$k_0 k K_1(\gamma, \sigma, \gamma_1,$ $\{R(1+\gamma)+R_c\}$ $\varepsilon_1, \varepsilon_2)$ $\cdot [1+m\{R(1+\gamma)+R_c\}]$	$R(1+\gamma)+R_c+V_e/f(V_e)$ $\cdot R(1+\gamma)+R_c$ $\cdot K_1(\gamma, \sigma, \gamma_1, \varepsilon_1, \varepsilon_2)$ $\cdot F_1\{\gamma, \sigma, \gamma_1, \varepsilon_1, \varepsilon_2, \Delta f(V_e)\}]$
無ひずみ第 I 形式	$k_0 k R_0 R$ $\cdot R_c+R(1+\varepsilon_1)(1+\varepsilon_2)$ $\cdot (1+\varepsilon_1) K_2(\gamma, \sigma,$ $(1+\varepsilon_2)(R_0+R\gamma)\{1$ $\gamma_0, \varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3)$ $\cdot +m(R_0+R\gamma)\}[R_c\{1$ $\cdot +mR_0(1+\gamma_0)\}+R$ $\cdot (1+\varepsilon_1)(1+\varepsilon_2)(1+\varepsilon_3)]$	$R_0+R\gamma+V_e/f(V_e)$ $\cdot R_0+R\gamma$ $\cdot K_2(\gamma, \sigma, \gamma_0,$ $F_2\{\gamma, \sigma, \gamma_0, \varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3,$ $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3)$ $\cdot \Delta f(V_e)\}]$

$$F_2 = (1+\sigma)[(1+\gamma)[R_c\{1+mR_0(1+\gamma_0)\}$$

$$+R(1+\varepsilon_1)(1+\varepsilon_2)(1+\varepsilon_3)]$$

$$\cdot \{1-mV_e/f(V_e)\}+mR_0(1+\gamma_0)(1+mR_c)$$

$$\cdot (1+\varepsilon_1)(1+\varepsilon_2)(1+\varepsilon_3)\{V_e/f(V_e)$$

$$+R_0+R\gamma\}-(1+\gamma_0)(1+\varepsilon_3)\{1+m$$

$$(R_0+R\gamma)\}[R_c\{1+mR_0(1+\gamma_0)\}+R(1+\varepsilon_1)$$

$$\cdot (1+\varepsilon_2)(1+\varepsilon_3)]\{1+\Delta f(V_e)/f(V_e)\} \quad (16)$$

さらに表中の K_1, K_2 は表 1, 表 2 の値を用いて, 次式によって得られるものである。

$$K_1 = \lim_{V_e \rightarrow \infty} F_1, \quad K_2 = \lim_{V_e \rightarrow \infty} F_2 \quad (17)$$

4.3.1 基礎回路を用いた系 この系での式 (13) の値は図 3 に示すような変化をする。

したがって

$$F_0 > 1 \quad (0 < V_e < V_{e3}), \quad F_0 < 1 \quad (V_e > V_{e3}) \quad (18)$$

となる。これより表 4 の R_0 を考慮すれば, この系のレベル偏差の変動は式 (7) の [Ⅲ-1] の傾向を示すことがわかる。また $m=0$ とみなしうる場合には δ_0

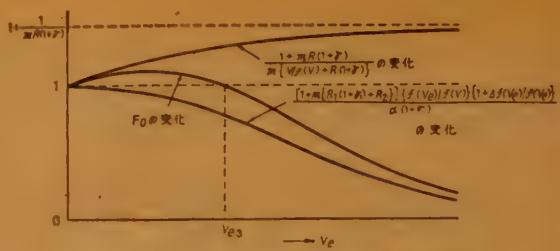


図 3 式 (13) の値の V_e に対する変化
Fig. 3—Change of the value of formula (13) against V_e .

$\Rightarrow \delta_\infty = 1$ となり, レベル偏差の変動は式 (5) の [Ⅰ-2]

表 5 無はずみ形式を用いた系のレベル偏差の変動

(1) 形式の 種類	(2) 状 態	(3) δ の変動 の種類	(4) $m=0$ の場合で (2) の状態となる一例
第 I 形 式	$D_{F1}=D_{F2}, F_1>0 \quad (V_e>0)$	I-1	$\gamma_1<0$
	$D_{F1}=D_{F2}, F_1<0 \quad (V_e>0)$	I-2	$\gamma_1>0$
	$D_{F1}=D_{F2}, 0<F_1<K_1 \quad (V_e>0)$	II-1	$\gamma_1>0$ で $R(1+\gamma)(1+\epsilon_2) > (R+R_1)(1-\epsilon_1) - R_1(1+\gamma_1)(1+\epsilon_2)$ の場合
	$D_{F1}=D_{F2}, K_1<F_1<0 \quad (V_e>0)$	II-2	$\gamma_1<0$ で $R(1+\gamma)(1+\epsilon_2) < (R+R_1)(1-\epsilon_1) - R_1(1+\gamma_1)(1+\epsilon_2)$ の場合
	$D_{F1}>D_{F2}, F_1<0 \quad (0<V_e<V_{e3}), 0<F_1<K_1 \quad (V_e>V_{e3})$	III-1	$\gamma_1>0$ で $R(1+\gamma)(1+\epsilon_2) < (R+R_1)(1-\epsilon_1) - R_1(1+\gamma_1)(1+\epsilon_2)$ の場合
	$D_{F1}<D_{F2}, F_1>0 \quad (0<V_e<V_{e3}), K_1<F_1<0 \quad (V_e>V_{e3})$	III-2	$\gamma_1<0$ で $R(1+\gamma)(1+\epsilon_2) > (R+R_1)(1-\epsilon_1) - R_1(1+\gamma_1)(1+\epsilon_2)$ の場合
	$D_{F1}>D_{F2}, F_1>K_1 \quad (V_e>0)$	IV-1	$\gamma_1<0$ で $ r_1 $ が大きく, しかも非直線素子特性のわん曲が急な場合
	$D_{F1}<D_{F2}, F_1<K_1 \quad (V_e>0)$	IV-2	$\gamma_1>0$ で $ r_1 $ が大きく, しかも非直線素子特性のわん曲が急な場合
	$D_{F1}=D_{F2}, \sigma=0, \gamma_1=0$	変動なし	
第 II 形 式	$D_{S1}=D_{S2}, F_2>0 \quad (V_e>0)$	I-1	$\gamma=0$ で $\gamma_0<0$
	$D_{S1}=D_{S2}, F_2<0 \quad (V_e>0)$	I-2	$\gamma=0$ で $\gamma_0>0$
	$D_{S1}>D_{S2}, 0<F_2<K_2 \quad (V_e>0)$	II-1	$R_0(1+\gamma_0) > R_e + R(1+\epsilon_1)(1+\epsilon_2)(1+\epsilon_3)$ で $R_e(1+\gamma) > \{R_0(1+\gamma_0) - R(1+\gamma)\}(1+\epsilon_1)(1+\epsilon_2)(1+\epsilon_3)$ の場合
	$D_{S1}<D_{S2}, K_2<F_2<0 \quad (V_e>0)$	II-2	$R_0(1+\gamma_0) < R_e + R(1+\epsilon_1)(1+\epsilon_2)(1+\epsilon_3)$ で $R_e(1+\gamma) < \{R_0(1+\gamma_0) - R(1+\gamma)\}(1+\epsilon_1)(1+\epsilon_2)(1+\epsilon_3)$ の場合
	$D_{S1}=D_{S2}, F_2=0 \quad (0<V_e<V_{e3}), 0<F_2<K_2 \quad (V_e>V_{e3})$	III-1	$R_0(1+\gamma_0) > R_e + R(1+\epsilon_1)(1+\epsilon_2)(1+\epsilon_3)$ で $R_e(1+\gamma) < \{R_0(1+\gamma_0) - R(1+\gamma)\}(1+\epsilon_1)(1+\epsilon_2)(1+\epsilon_3)$ の場合
	$D_{S1}<D_{S2}, F_2>0 \quad (0<V_e<V_{e3}), K_2<F_2<0 \quad (V_e>V_{e3})$	III-2	$R_0(1+\gamma_0) < R_e + R(1+\epsilon_1)(1+\epsilon_2)(1+\epsilon_3)$ で $R_e(1+\gamma) > \{R_0(1+\gamma_0) - R(1+\gamma)\}(1+\epsilon_1)(1+\epsilon_2)(1+\epsilon_3)$ の場合
	$D_{S1}>D_{S2}, F_2>K_2 \quad (V_e>0)$	IV-1	$R_0(1+\gamma_0) > R_e + R(1+\epsilon_1)(1+\epsilon_2)(1+\epsilon_3)$ で, 両辺の差の値が大きく, しかも非直線素子特性のわん曲が急な場合
	$D_{S1}<D_{S2}, F_2<K_2 \quad (V_e>0)$	IV-2	$R_0(1+\gamma_0) < R_e + R(1+\epsilon_1)(1+\epsilon_2)(1+\epsilon_3)$ で, 両辺の差の値が大きく, しかも非直線素子特性のわん曲が急な場合
	$D_{S1}=D_{S2}, \gamma=0, \gamma_0=0, \epsilon_3=\sigma, (1+\epsilon_1)(1+\epsilon_2)=1/(1+\sigma)$	変動なし	

にきわめて近い傾向を示す。

4.3.2 帰還基本形を用いた系 この系での式(14)の値の V_e に対する変化はつぎのいずれかをとる。

$$G_0 < 1 \quad (V_e > 0) \quad (19)$$

$$G_0 > 1 \quad (V_e < V_{e3}), \quad G_0 < 1 \quad (V_e > V_{e3}) \quad (20)$$

たとえば $m=0$ とみなしうる場合を例にとれば表 2, 表 3 および式 (14) より

$$\begin{aligned} & (\mu_1 \alpha - 1)(1 + \epsilon_1)(1 + \epsilon_2)(1 + \epsilon_3) \\ & \cdot \{(1 + r_0)/(1 + r) - 1\} \leq 1 \end{aligned} \quad (21)$$

の関係において、最初の不等号と等号が成立つ場合に式 (19) の状態となり、最後の不等号が成立つ場合に式 (20) の状態となる。

以上と表 4 よりレベル偏差の変動は式 (19) の状態では式 (6) の [II-1] の傾向を示し、式 (20) の状態では式 (7) の [III-1] の傾向を示す。

4.3.3 無ひずみ形式を用いた系 前 2 項の系と同様な考察を行ない、その代表的なものをまとめたのが表 5 である。これには $m=0$ とみなしうる場合についての一例があわせ示されている。

表 5 における $D_{F1}, D_{F2}, D_{S1}, D_{S2}$ はつぎのような値である。

$$\left. \begin{aligned} D_{F1} &= R(R_c + R_1 r_1) \{1 + m(R_c + R_1 r_1)\} \\ &\quad \cdot (1 + r)(1 + \epsilon_2) \\ D_{F2} &= \{(R + R_1)(1 + \epsilon_1) - R_1(1 + r_1) \\ &\quad \cdot (1 + \epsilon_2)\} \{R_c(1 + mR_c) \\ &\quad - mRR_1 r_1(1 + r)\} \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

$$\left. \begin{aligned} D_{S1} &= \{1 + mR_0(1 + r_0)\}(1 + r) \\ D_{S2} &= \{1 + m(R_0 + R_1 r)\}(1 + \epsilon_1) \\ &\quad \cdot (1 + \epsilon_2)(1 + \epsilon_3) \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

なお表 5 には、両形式を用いた系ともある特定の回路要素に変動がなく、他の要素の変動に一定の関係がある場合には、レベル偏差を生じないことが明らかにされている。

5. 瞬時 S/N 改善度の変動

回路要素の変動は瞬時 S/N 改善度にも影響する。これは伸長器入力 $\alpha(1 + \sigma)V$ およびその出力 $E_0 + \Delta E_0$ の最大値を 1 に換算して得られる noise susceptibility を計算することによって求められる。

いま基礎回路、無ひずみ第 I 形式を用いた系を [I] 帰還基本形、無ひずみ第 II 形式を用いた系を [II] として区別すると

$$E_0 + \Delta E_0 = \begin{cases} F\{r_1, \epsilon_1, \epsilon_2, \alpha(1 + \sigma)V\} \\ \dots\dots\dots [I] \\ G\{r_0, \epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3, \alpha \\ \cdot (1 + \sigma)V\} \dots\dots\dots [II] \end{cases} \quad (24)$$

と表わすことができる。そこで圧縮器出力の最大値を V_m 、これに対応する伸長器出力を $E_{0m} + \Delta E_{0m}$ として式 (24) の関係を伸長器入力、出力の最大値を 1 に換算してかき直せば

$$\begin{aligned} & (E_{0m} + \Delta E_{0m})/(E_0 + \Delta E_0) \\ & = \begin{cases} F\{r_1, \epsilon_1, \epsilon_2, \alpha^2(1 + \sigma)^2 V_m V\} \dots [I] \\ G\{r_0, \epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3, \alpha^2(1 + \sigma)^2 V_m V\} \\ \dots\dots\dots [II] \end{cases} \end{aligned} \quad (25)$$

$$(0 < E_0 + \Delta E_0 \leq 1, 0 < \alpha(1 + \sigma)V \leq 1)$$

となる。したがって noise susceptibility s_v は

$$s_v = d(E_0 + \Delta E_0)/d\{\alpha(1 + \sigma)V\} \quad (26)$$

で得られる。

回路要素に変動のない場合の圧縮器出力の最大値 V_m に対応する伸長器出力は E_{0m} であり、この場合の noise susceptibility s は

$$s = dE_0/d(\alpha V) \quad (27)$$

で求められる。したがって瞬時 S/N 改善度の変動は式 (26), (27) を用いて

$$20 \log(s/s_v) \quad (\text{dB}) \quad (28)$$

で与えられる。

いまレベル偏差の変動が図 2 の (1), (3), (4) の傾向を示す場合でも $|\delta_0|$ の値が許容範囲におさまっている場合には最小の noise susceptibility s_{v0} は

$$s_{v0} = \lim_{V \rightarrow 0} s_v \quad (29)$$

と考えてよい。また s の最小値 s_0 も同様に

$$s_0 = \lim_{V \rightarrow 0} s \quad (30)$$

で得られるから、結局瞬時 S/N 改善度の最大値の変動は式 (28) の s, s_v の代わりに s_0, s_{v0} を用いることによって求められる。一例として非直線素子の電圧-電流特性が近似的に $f(V_e) \approx aV_e^2$ (a は定数) で与えられる場合を示せばつぎのようになる。

$$s_0/s_{v0} = \begin{cases} (1 + \Delta E_{0m}/E_{0m})/\{(1 + \sigma) \\ \cdot (1 + \epsilon_2)\} \dots\dots\dots [I] \\ (1 + \Delta E_{0m}/E_{0m})/[(1 + \sigma) \\ \cdot (1 + \mu_1 \mu_2 \mu_3)/(1 + \epsilon_1)/ \\ \{1 + \mu_1 \mu_2 \mu_3(1 + \epsilon_1)(1 + \epsilon_2) \\ \cdot (1 + \epsilon_3)\}] \dots\dots\dots [II] \end{cases} \quad (31)$$

ここで考慮しなければならないのは回路要素の変動にもとづくひずみが信号の低レベルおよび最大レベルにおいて許容値を越える場合である。この場合には当然上のようなレベルを実用される瞬時信号レベルの範囲より除外しなければならない。このような状態では図2で、(1), (3), (4)の傾向を示す場合に、信号の高低両レベルより制限をうける、(2)の傾向を示す場合に、高レベルで制限をうけることになる。したがってこの状態における回路要素の変動にもとづく瞬時 S/N 改善度の変動を考察するに当たっては、式(25)に相当するものとして、実用される瞬時信号レベルの最小値と最大値の範囲を1に換算したもので表示されなければならない。それ故いま実用される瞬時信号レベルの最小値に対応する V の値を V_{\min} とすれば、この場合の s_{00} は $V \rightarrow V_{\min}$ における値を用いなければならない。

瞬時信号の低レベルを除外することは伸長器特性における雑音抑圧の最も強い部分を除くことであり、高レベルを除外することは実用される瞬時信号レベルの最大値を1に換算して視格化した場合の低レベルでの伸長器特性の傾斜を大きくすることであるから、この状態における瞬時 S/N 改善度の変動は式(29), (30)によって与えられる場合より増加することは明らかである。

6. 検 討

前記の考察は最初に述べたように非直線素子のせき層静電容量の影響が使用周波数範囲において無視されるものとしてとり扱ってきた。実際における周波数の増加に伴うせき層静電容量の影響は、これと並列にはいるせき層抵抗との相対的な大きさに関係し、せき層抵抗が小さいほど、この影響も少ない。したがって周波数特性の立場ではせき層抵抗が小なるほど有利である。しかし一方瞬時圧伸系の低レベル信号における瞬時 S/N 改善度を決定する雑音抑圧の効果は、非直線素子のせき層抵抗が大きいくほど増加する。すなわち周波数特性と瞬時 S/N 改善度のせき層抵抗に対する要求は相反することになる。したがって非直線素子としては上記のことを考慮して最も適当なものを選定しなければならない。

いま圧縮器における非直線素子の実効インピーダンスを $r_c + jx_c$ 、伸長器におけるそれを $r_e + jx_e$ とする。まず回路要素が4.1で述べた最適値に選ばれ、しかもその変動のない場合を考えよう。この場合圧縮器瞬時

入力信号 E と伸長器瞬時出力信号 E_e の関係を考慮すれば明かなように基礎回路および帰還基本形を用いた系では、伝送系が理想的な特性をもっている圧縮器と伸長器の非直線素子の対応する瞬時印加電圧が異なるため常に

$$r_c \neq r_e, \quad x_c \neq x_e \quad (32)$$

となる。したがって E と E_e のレベル関係および位相関係は各周波数成分に対して同一の関係を保ち得ない。他方無ひずみ形式を用いた系では、伝送系が理想的な特性をもっていれば、圧縮器と伸長器の非直線素子の対応する瞬時印加電圧は常に等しい値となるため

$$r_c = r_e, \quad x_c = x_e \quad (33)$$

の関係が成立し、 E と E_e のレベル関係および位相関係は原理的に各周波数成分に対して同一の関係を保たせることができる。

ところで回路要素に変動を生じた場合には前者の系ではもちろん、後者の系でも表5中のレベル偏差に変動のない場合を除いて、もはや式(33)が成立しなくなり、式(32)の状態となってしまう。しかしながら式(32)の状態にあった場合においても、使用される非直線素子の実効リアクタンス分が小さいほど、 E と E_e のレベル関係および位相関係に与える影響が少なくてすむことが容易に明らかにされる。

以上の見地より瞬時圧伸系に使用される非直線素子は周波数特性ならびに回路要素に変動を生じた場合の送信側入力信号と受信側復元信号の間のレベル関係および位相関係が相当高い周波数まで良好であるように、せき層静電容量がきわめて小さく、しかも所要の瞬時 S/N 改善度を得るために必要な大きさのせき層抵抗をもっているものを選ぶべきである。この条件は現存の金属整流器で、十分その目的を達することができるし、またこのような非直線素子を用いるならば、相当高い周波数を含む信号に対しても本文の考察を適用することができる。

7. 結 言

以上の考察は非直線素子の特性を特定の関数で表示することなく、一般的に論じられているから、実際の非直線素子のように、その特性がすべての瞬時電圧レベルに対して、一つの関数形で表示されない場合もそのまま適用することができる。

回路要素の変動にもとづくレベル偏差の変動は3.に述べた4種類の中の、いずれかの傾向となる。これらはつぎのようにまとめられる。

(1) 基礎回路を用いた系では [Ⅲ-1] の傾向を示し, m の値が小となるほど [I-2] の傾向に近くなる。

(2) 帰還基本形を用いた系では [Ⅱ-1] あるいは [Ⅲ-1] のいずれかの傾向を示す。

(3) 無ひずみ形式を用いた系では [I-1] から [IV-2] までのいずれの傾向をも示し, 回路要素の変動分にある特定の関係がある場合にはレベル偏差を生じない。

また瞬時 S/N 改善度の変動についても一般的に考察し, 特に最大瞬時 S/N 改善度の変動では, 高低両レベルにおけるレベル偏差の変動にもとづくひずみが許容値を越える場合の検討も含めて記述した。

本論文により回路要素の変動が信号の復元, 瞬時 S/N 改善度に与える影響の一般的な考察がなされたが, これより非直線素子の電圧-電流特性がすべての瞬時電圧レベルに対して規定された場合の具体的な数

値を得ることは容易である。

終りに日頃から懇切な御指導をうけている大阪大学笠原教授に深く感謝の意を表する。

文 献

- (1) C.O. Mallinckrodt: "Instantaneous companions", B.S.T.J. **30**, 3, p 706, (July 1951).
- (2) 笠原, 金山, 笠井: "瞬時縮伸器に関する実験", 信学誌, **30**, 9, p 469, (昭 28-09).
- (3) 笠井: "帰還形瞬時圧伸器の無ひずみ形式について (無ひずみ瞬時圧伸器の一形式についての補遺)", 信学誌, **42**, 7, p 665, (昭 34-07).
- (4) 笠井: "無ひずみ瞬時圧伸器の一形式について", 信学誌, **40**, 10, p 1083, (昭 32-10).
- (5) 笠井: "金属整流器を用いた瞬時縮伸器の改良", 信学誌, **38**, 8, p 602, (昭 30-08).
- (6) 笠井: "瞬時圧伸器諸形式における回路定数の変化による特性の変動について", 昭34関西支部連大206.
- (7) たとえば石川, 長船: "トランジスタとダイオードの種類および特性", 信学誌, **39**, 4, p 284, (昭 31-04).

(昭和 36 年 4 月 5 日受付)

UDC 621.396.677.831.012.12

第 2 種無給電中継矩形反射板の放射指向性について*

正 員 竹 下 信 也

(東北電力株式会社)

要約 平行に配置された第2種無給電中継矩形反射板について, 任意方向における遠方散乱電界を Kirchhoff-Huygens の原理によって計算し, それより放射電力指向性を導き, 指向性を理論的に解析した。その結果第2種無給電中継矩形反射板の指向性はパラメータ $\gamma = \lambda d/4a^2$, または $\delta = \lambda d/4b^2 \cos^2 \psi$ (λ : 波長, d : 板間距離, $2a, 2b$: 反射板各辺の寸法, ψ : 入射角) によって相当変化し, 第1種無給電中継矩形反射板の指向性と比較すれば両者は著しく相違することが判明した。また指向性と反射板付加損失との関係について論じた。これらの結果は異ルート相互間の回り込みによる干渉雑音の評価等に応用でき, 第2種無給電中継回線の設計上, 重要な資料になるものと考えられる。

1. 序 言

反射板を使用する無給電中継方式において, 電波進行方向を鈍角に屈曲させる場合には, 反射板2基をお互いに Fresnel 回折領域で動作するよう接近させて配置した, いわゆる“第2種無給電中継方式”を使用する。第2種無給電中継反射板特性の中で現在のところ理論的に明確にされたものは正規反射方向における遠方散乱電磁界, およびそれより導かれた反射板付加損失(反射板相互有効率ともいわれる)のみであって⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾, 放射指向性等については解析されていない

ようである。

近来, 国鉄・電力会社等の 60~240 ch 主要マイクロウェーブ回線では無給電中継方式が盛んに使用され, これに伴い第2種無給電中継反射板も多数設置されている。これら通信回線ルート相互間の回り込みによる干渉雑音量の評価, 反射板利得の推定, 反射板新設時における板面調整*, および方向調整の成否決定のためには反射板の放射指向性を明確につかむことが極めて重要と考えられる。

* 6000~7000 Mc 帯で現在実用されている反射板の寸法は 10 m×10 m 程度に巨大なものとなっているが, 板面は 1 m×1 m のアルミニウム単位板によって構成される。反射板の現地据付完了後, 単位板取付不整による凹凸で生ずる位相誤差によって利得が低下しないよう, 各単位板ごとの凹凸を ±1~2 mm 以内におさめるためトランシットを使用し精密に板面調整を行なう。

* Radiation Pattern of Rectangular Double Flat Reflectors. By SHINYA TAKESHITA, Member (Tohoku Electric Power Co., Sendai). [論文番号 3431]

そこで著者は別に発表する反覆 Fresnel 積分の計算公式⁽⁴⁾、並びに公式の誘導方法とはば同様の方法を用い、平行に配置された第2種無給電中継矩形反射板の任意方向における遠方散乱電界を Kirchhoff-Huygens の原理から計算し、それより放射電力指向性を表わす一般式を Fresnel 積分と3角関数のみを含む形に導いた。さらに放射指向性一般式を既に指向性のよく知られている第1種無給電中継* 反射板の場合と比較しながら解板したところ、両者はかなり相違していることが明らかになったので、以下これらについて報告する。

2. Kirchhoff-Huygens の原理による散乱電界の表示

各辺の寸法が $(2a \cdot 2b)$ なる矩形反射板2基が中心距離 d を隔てて平行に配置されている第2種無給電中継系統において、反射板Aに直角座標系 xyz 軸を、反射板B上に同じく $\xi\eta$ 軸を図1に示すように定める。 x 軸の正方向に偏波し波長定数 $k=2\pi/\lambda$ (λ : 波長)、振幅 E_0 の平面波 E_x が yz 平面内を入射角 ψ で反射板Aに入射した場合、反射板Bより充分遠方の任意点 $P(R, \theta, \phi)$ における散乱電界を Kirchhoff-Huygens の原理によって解析する。ただし反射板A, Bの寸法は λ に比し充分大きいものとし、またお互いに平面波の進行に対し幾何光学的な陰影を生じないものと仮定する。

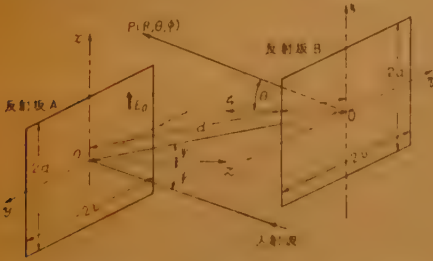


図1 矩形反射板による第2種無給電中継の座標系
Fig. 1—Coordinates of the second kind microwave passive repeating system using rectangular double flat reflectors.

まず反射板B面上の任意点 $(\xi, \eta, 0)$ において、反射板Aによる散乱電界を E_ξ とすれば Kirchhoff-Huygens の原理によって

$$E_\xi = -\frac{1}{4\pi} \int_{-a}^a dx \int_{-b}^b \left\{ \frac{e^{-jks}}{S} \left(\frac{\partial E_x}{\partial n} \right) \right.$$

$$\left. -E_x \left(\frac{\partial}{\partial n} \frac{e^{-jks}}{S} \right) \right\} dy \quad (1)$$

ここで S は点 $(x, y, 0)$ と点 $(\xi, \eta, 0)$ 間の距離で

$$S = \sqrt{d^2 \cos^2 \psi + (x-\xi)^2 + (y+\eta+d \sin \psi)^2} \quad (2)$$

n はA面上より $+z$ 軸方向に引いた法線である。入射波 E_x は与えられた座標系の下では

$$E_x = E_0 e^{jk(y \sin \psi + z \cos \psi)} \quad (3)$$

となるので、(1)の integrand 中の n に関する微分項は (2), (3), および付録 (A-1), (A-2) によって

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial E_x}{\partial n} &= -jk \cos \psi \cdot E_x \\ \frac{\partial}{\partial n} \frac{e^{-jks}}{S} &= jk \cos \psi \cdot \frac{e^{-jks}}{S} \left(k \gg \frac{1}{S} \right) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

となる。 $d \gg 2a, 2b, 4b \sin \psi$ として (2) を d につき2項定理によって展開し、その結果を整理して $d \gg$ 以上の高次項を無視すると

$$S \approx d + \frac{(x-\xi)^2 + \cos^2 \psi (y+\eta)^2}{2d} + \sin \psi (y+\eta) \quad (5)$$

(3)~(5)を(1)に代入すれば

$$E_\xi = j \frac{\cos \psi}{\lambda d} E_0 e^{-jkd} \int_{-a}^a dx \int_{-b}^b e^{-jk \left\{ \frac{(x-\xi)^2 + \cos^2 \psi (y+\eta)^2}{2d} + y \sin \psi \right\}} dy \quad (6)$$

つぎに E_ξ によってB面より充分遠方の受動点 P に生ずる散乱電界を E_ρ とすれば E_ξ と同様に

$$E_\rho = -\frac{1}{4\pi} \int_{-a}^a d\xi \int_{-b}^b \left\{ \frac{e^{-jkr}}{r} \left(\frac{\partial E_\xi}{\partial n} \right) - E_\xi \left(\frac{\partial}{\partial n} \frac{e^{-jkr}}{r} \right) \right\} d\eta \quad (7)$$

ここで r はB面上の任意点 $(\xi, \eta, 0)$ と受動点 (ξ_0, η_0, c_0) との距離で

$$\left. \begin{aligned} \xi_0 &= R \sin \theta \cos \phi, \quad \eta_0 = R \sin \theta \sin \phi, \\ \zeta_0 &= R \cos \theta \\ R &= \sqrt{\zeta_0^2 + \eta_0^2 + \xi_0^2} \\ r &= \sqrt{\zeta_0^2 + (\eta - \eta_0)^2 + (\xi - \xi_0)^2} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

n はB面上より $-z$ 軸方向に引いた法線である。(7)の integrand 中の n に関する微分項は (8), および付録 (A-2)(A-4) によって

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial E_\xi}{\partial n} &= jk \cos \psi \cdot E_\xi \quad \left(k \gg \frac{1}{d}, \frac{k}{d} \right) \\ \frac{\partial}{\partial n} \frac{e^{-jkr}}{r} &= -jk \cos \theta \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \quad \left(k \gg \frac{1}{r} \right) \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

* 遠受信空中線に対し Fraunhofer (回折領域に) 反射板が設置されている場合をいう。詳しくは文献 (2) を参照されたい。

となるので、(9)を(7)の integrand に代入し、さらに $R \gg 2a, 2b \cos \theta$ としてその結果の Fraunhofer 近似を行なうと(7)はつぎのように変形される。

$$E_p = -j \frac{(\cos \psi + \cos \theta)}{2\lambda R} \varepsilon^{-j k R} \int_{-a}^a d\xi \int_{-b}^b E_\xi \varepsilon^{j k (\xi \sin \theta \cos \phi + \eta \sin \theta \sin \phi)} d\eta \quad (10)$$

◀(6)を(10)に代入すれば

$$E_p = \frac{\cos \psi (\cos \psi + \cos \theta)}{2\lambda^2 d \cdot R} E_0 \varepsilon^{-j k (d+R)} \int_{-a}^a dx \int_{-b}^b dy \int_{-a}^a d\xi \int_{-b}^b d\eta \varepsilon^{-j k \left[\frac{(x-\xi)^2 + \cos^2 \psi (y+\eta)^2}{2d} \right] - l\xi - m\eta} \quad (11)$$

$$l = \sin \theta \cos \phi, \quad m = \sin \theta \sin \phi - \sin \psi \quad (12)$$

を得る。すなわち(10)は第2種無給電中継系統(矩形反射板2基を平行に配置した場合)において、反射板Bより充分遠方の任意点の散乱電界を Kirchhoff-Huygens の原理によって表示したものである。

3. 散乱電界 E_p の一般式の誘導

問題は(11)の積分を計算することに帰着するが、まず x, y に関する積分として次式を考える。

$$I_1 = \frac{\cos \psi}{\lambda d} \int_{-a}^a dx \int_{-b}^b dy \varepsilon^{-j k \left(\frac{(x-\xi)^2 + (y+\eta)^2}{2d} \right)} \quad (13)$$

(13)において

$$\begin{aligned} x - \xi &= X, \quad \cos \psi (y + \eta) = Y \\ X &= u \sqrt{\lambda d/2}, \quad Y = v \sqrt{\lambda d/2} \end{aligned} \quad (14)$$

の変数変換を行なって計算すると

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{1}{2} \int_{-(a+\xi)\sqrt{2/\lambda d}}^{(a-\xi)\sqrt{2/\lambda d}} \varepsilon^{-j \frac{\pi}{2} u^2} du \int_{-(b-\eta)\sqrt{2/\lambda d} \cos \psi}^{(b+\eta)\sqrt{2/\lambda d} \cos \psi} \varepsilon^{-j \frac{\pi}{2} v^2} dv \\ &= \frac{1}{2} \left[C \left(\frac{\sqrt{2}(a-\xi)}{\sqrt{\lambda d}} \right) + C \left(\frac{\sqrt{2}(a+\xi)}{\sqrt{\lambda d}} \right) \right] \left[C \left(\frac{\sqrt{2} \cos \psi (b-\eta)}{\sqrt{\lambda d}} \right) + C \left(\frac{\sqrt{2} \cos \psi (b+\eta)}{\sqrt{\lambda d}} \right) \right] \\ &\quad - j \left\{ S \left(\frac{\sqrt{2}(a-\xi)}{\sqrt{\lambda d}} \right) + S \left(\frac{\sqrt{2}(a+\xi)}{\sqrt{\lambda d}} \right) \right\} \left[C \left(\frac{\sqrt{2} \cos \psi (b-\eta)}{\sqrt{\lambda d}} \right) + C \left(\frac{\sqrt{2} \cos \psi (b+\eta)}{\sqrt{\lambda d}} \right) \right] \\ &\quad - j \left\{ S \left(\frac{\sqrt{2} \cos \psi (b-\eta)}{\sqrt{\lambda d}} \right) + S \left(\frac{\sqrt{2} \cos \psi (b+\eta)}{\sqrt{\lambda d}} \right) \right\} \end{aligned} \quad (15)$$

ここで $C(u)$, $S(u)$ は Fresnel 積分で次式によって定義される。

$$C(u) = \int_0^u \cos \left(\frac{\pi}{2} t^2 \right) dt, \quad S(u) = \int_0^u \sin \left(\frac{\pi}{2} t^2 \right) dt \quad (16)$$

つぎに I_2 として ξ に関するつぎの積分を考える。

$$I_2 = \int_{-a}^a \left\{ C \left(\frac{\sqrt{2}(a \mp \xi)}{\sqrt{\lambda d}} \right) - j S \left(\frac{\sqrt{2}(a \mp \xi)}{\sqrt{\lambda d}} \right) \right\} \varepsilon^{j k l \xi} d\xi \quad (17)$$

◀(17)に対し反覆 Fresnel 積分計算公式を誘導する場合と同様な部分積分法⁽⁴⁾を適用すると

$$I_2 = \pm j \frac{\varepsilon^{\mp j k l a}}{k l} \left\{ C \left(\sqrt{\frac{2}{\lambda d}} \cdot 2a \right) - j S \left(\sqrt{\frac{2}{\lambda d}} \cdot 2a \right) \right\} \mp j \frac{1}{k l} \sqrt{\frac{2}{\lambda d}} \int_{-a}^a \varepsilon^{-j \frac{\pi}{2} \left\{ \frac{2(a \mp \xi)^2}{\lambda d} - \frac{4}{\lambda} l \xi \right\}} d\xi \quad (18)$$

◀(18)の右辺第2項において $(a \mp \xi) \sqrt{2/\lambda d} \pm l \sqrt{2d/\lambda} = x$

とおいて(18)を計算すれば、途中を省略して

$$\begin{aligned} &\sqrt{\frac{2}{\lambda d}} \int_{-a}^a \varepsilon^{-j \frac{\pi}{2} \left\{ \frac{2(a \mp \xi)^2}{\lambda d} - \frac{4}{\lambda} l \xi \right\}} d\xi = \varepsilon^{\pm j k l a + j \frac{\pi d}{\lambda} l^2} \left[C \left(\sqrt{\frac{2}{\lambda d}} (2a \pm l d) \right) \mp C \left(\sqrt{\frac{2}{\lambda d}} l \right) \right. \\ &\quad \left. - j \left\{ S \left(\sqrt{\frac{2}{\lambda d}} (2a \pm l d) \right) \mp S \left(\sqrt{\frac{2}{\lambda d}} l \right) \right\} \right] \end{aligned}$$

となるから、これを(18)に代入すると I_2 は

$$\begin{aligned} I_2 &= \pm j \left[\frac{\varepsilon^{\mp j k l a}}{k l} \left\{ C \left(\sqrt{\frac{2}{\lambda d}} \cdot 2a \right) - j S \left(\sqrt{\frac{2}{\lambda d}} \cdot 2a \right) \right\} - \frac{\varepsilon^{\pm j k l a + j \frac{\pi d}{\lambda} l^2}}{k l} \left\{ C \sqrt{\frac{2}{\lambda d}} (2a \pm l d) \right\} \right. \\ &\quad \left. \mp C \left(\sqrt{\frac{2}{\lambda d}} l \right) - j \left[S \left(\sqrt{\frac{2}{\lambda d}} (2a \pm l d) \right) \mp S \left(\sqrt{\frac{2}{\lambda d}} l \right) \right] \right] \end{aligned} \quad (19)$$

また η に関する積分

$$I_3 = \int_{-b}^b \left\{ C \left(\frac{\sqrt{2} \cos \psi (b \mp \tau)}{\sqrt{\lambda d}} \right) - j S \left(\frac{\sqrt{2} \cos \psi (b \mp \tau)}{\sqrt{\lambda d}} \right) \right\} \epsilon^{j k m \tau} d \tau \quad (20)$$

も (17) とほぼ同形なので積分結果は

$$I_3 = \pm j \left[\frac{\epsilon^{\pm j k m b}}{k m} - \left\{ C \left(\sqrt{\frac{2}{\lambda d}} 2 b \cos \psi \right) - j S \left(\sqrt{\frac{2}{\lambda d}} 2 b \cos \psi \right) \right\} - \frac{\epsilon^{\pm j k m b + j \frac{\pi d}{\lambda} \left(\frac{m}{\cos \psi} \right)^2}}{k m} \right. \\ \left. \left\{ C \left(\sqrt{\frac{2}{\lambda d}} \left(2 b \cos \psi \pm \frac{m d}{\cos \psi} \right) \right) \mp C \left(\sqrt{\frac{2}{\lambda d}} \frac{m}{\cos \psi} \right) - j \left[S \left(\sqrt{\frac{2}{\lambda d}} \left(2 b \cos \psi \right. \right. \right. \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. \left. \pm \frac{m d}{\cos \psi} \right) \right) \mp S \left(\sqrt{\frac{2}{\lambda d}} \frac{m}{\cos \psi} \right) \right] \right\} \right] \quad (21)$$

(13)~(21) によって (11) を計算すれば

$$E_p = \frac{(\cos \psi + \cos \theta)}{\lambda R} E_0 \epsilon^{-j k (d+R)} a \cdot b F_L(\tau, \theta, \phi) F_M(\delta, \theta, \phi) \quad (22)$$

$$\left. \begin{aligned} L &= k a = k a \sin \theta \cos \phi, \quad M = k m b = k b (\sin \theta \sin \phi - \sin \psi) \\ \tau &= \lambda d / 4 a^2, \quad \delta = \lambda d / 4 b^2 \cos^2 \psi \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

$$F_L(\tau, \theta, \phi) = \frac{\sin L}{L} \left\{ C \left(\sqrt{\frac{2}{\tau}} \right) - j S \left(\sqrt{\frac{2}{\tau}} \right) \right\} + j \frac{\cos L}{L} \epsilon^{j L^2 \frac{\tau}{\pi}} \left\{ C \left(\frac{L \sqrt{2 \tau}}{\pi} \right) - j S \left(\frac{L \sqrt{2 \tau}}{\pi} \right) \right\} \\ + j \frac{\epsilon^{j L^2 \frac{\tau}{\pi}}}{2 L} \left[\epsilon^{-j L} \left\{ C \left(\sqrt{\frac{2}{\tau}} \left(1 - \frac{\tau L}{\pi} \right) \right) - j S \left(\sqrt{\frac{2}{\tau}} \left(1 - \frac{\tau L}{\pi} \right) \right) \right\} - \epsilon^{j L} \left\{ C \left(\sqrt{\frac{2}{\tau}} \left(1 + \frac{\tau L}{\pi} \right) \right) \right. \right. \\ \left. \left. - j S \left(\sqrt{\frac{2}{\tau}} \left(1 + \frac{\tau L}{\pi} \right) \right) \right\} \right], \quad F_M(\tau, \theta, \phi) = F_{L \rightarrow M}(\tau \rightarrow \delta, \theta, \phi) \quad (24)$$

(22) の $F_M(\delta, \theta, \phi)$ は (24) に示したように $F_L(\tau, \theta, \phi)$ において L を M で、 τ を δ でそれぞれ置換したものである。(22) は平行に配置された第2種無給電中継矩形反射板による遠方散乱電界を示す一般式であって、放射電力指向性等を解析するのに重要な式と考えられる。

正規反射方向 $\phi=0, \theta=\psi$ の散乱電界を E_p' とすれば、これは (22) において $L \rightarrow 0, M \rightarrow 0$ とした極限值であり、付録Bによって計算すると

$$E_p' = \frac{\cos \psi}{R} E_0 \epsilon^{-j k (d+R)} \cdot d \left[\sqrt{\frac{2}{\tau}} C \left(\sqrt{\frac{2}{\tau}} \right) - \frac{1}{\pi} \sin \frac{\pi}{\tau} - j \left\{ \sqrt{\frac{2}{\tau}} S \left(\sqrt{\frac{2}{\tau}} \right) + \frac{1}{\pi} \left(\cos \frac{\pi}{\tau} - 1 \right) \right\} \right] \\ \left[\sqrt{\frac{2}{\delta}} C \left(\sqrt{\frac{2}{\delta}} \right) - \frac{1}{\pi} \sin \frac{\pi}{\delta} - j \left\{ \sqrt{\frac{2}{\delta}} S \left(\sqrt{\frac{2}{\delta}} \right) + \frac{1}{\pi} \left(\cos \frac{\pi}{\delta} - 1 \right) \right\} \right] \quad (25)$$

反覆 Fresnel 積分の計算公式⁽⁴⁾

$$\Gamma(w) = \int_0^w C(u) du = w C(w) - \frac{1}{\pi} \sin \frac{\pi}{2} w^2, \quad \Sigma(w) = \int_0^w S(u) du = w S(w) + \frac{1}{\pi} \left\{ \cos \left(\frac{\pi}{2} w^2 \right) - 1 \right\} \quad (26)$$

によって (25) を変形すれば

$$E_p' = \frac{\cos \psi}{R} E_0 \epsilon^{-j k (d+R)} \cdot d \left\{ \Gamma \left(\sqrt{\frac{2}{\tau}} \right) - j \Sigma \left(\sqrt{\frac{2}{\tau}} \right) \right\} \left\{ \Gamma \left(\sqrt{\frac{2}{\delta}} \right) - j \Sigma \left(\sqrt{\frac{2}{\delta}} \right) \right\} \quad (27)$$

となり、既に求められている結果⁽³⁾と一致する。

板間距離 d が反射板寸法 $(2a, 2b)$ に比較して充分大きくなり、第1種無給電中継に転移した場合の散乱電界 E_p'' は付録Cによって

$$E_p'' = \frac{\cos \psi (\cos \psi + \cos \theta)}{2 \lambda^2 d \cdot R} E_0 \epsilon^{-j k (R+d)} (4 a \cdot b)^2 \frac{\sin L}{L} \frac{\sin M}{M} \quad (28)$$

となり、これも既に求められている結果と一致する。

4. 放射電力指向性

正規反射方向の散乱電力で規準化した放射電力指向性を g とすれば

$$g = |E_p|^2 / |E_p|^2 \quad (29)$$

であり, (22), (27) を (29) に代入整理すれば

$$g = \frac{(\cos \psi + \cos \theta)^2}{16 \cos^2 \psi \cdot r \cdot \delta} \frac{f_L(r, \theta, \phi)}{\left\{ \Gamma^2 \left(\sqrt{\frac{2}{r}} \right) + \Sigma^2 \left(\sqrt{\frac{2}{r}} \right) \right\}} \frac{f_M(\delta, \theta, \phi)}{\left\{ \Gamma^2 \left(\sqrt{\frac{2}{\delta}} \right) + \Sigma^2 \left(\sqrt{\frac{2}{\delta}} \right) \right\}} \quad (30)$$

$$\begin{aligned} f_L(r, \theta, \phi) = & \frac{1}{L^2} \left[\left[\cos L \left\{ C \left(\frac{L \sqrt{2} r}{\pi} \right) + \frac{1}{2} C \left(\sqrt{\frac{2}{r}} \left(1 - \frac{r L}{\pi} \right) \right) - \frac{1}{2} C \left(\sqrt{\frac{2}{r}} \left(1 + \frac{r L}{\pi} \right) \right) \right\} \right. \right. \\ & - \sin L \left\{ S \left(\sqrt{\frac{2}{r}} \right) \cos \left(\frac{r L^2}{\pi} \right) + C \left(\sqrt{\frac{2}{r}} \right) \sin \left(\frac{r L^2}{\pi} \right) + \frac{1}{2} S \left(\sqrt{\frac{2}{r}} \left(1 - \frac{r L}{\pi} \right) \right) \\ & + \frac{1}{2} S \left(\sqrt{\frac{2}{r}} \left(1 + \frac{r L}{\pi} \right) \right) \left. \right\}^2 + \left[\cos L \left\{ S \left(\frac{L \sqrt{2} r}{\pi} \right) + \frac{1}{2} S \left(\sqrt{\frac{2}{r}} \left(1 - \frac{r L}{\pi} \right) \right) - \frac{1}{2} S \left(\sqrt{\frac{2}{r}} \left(1 + \frac{r L}{\pi} \right) \right) \right\} \right. \\ & - \sin L \left\{ S \left(\sqrt{\frac{2}{r}} \right) \sin \left(\frac{r L^2}{\pi} \right) - C \left(\sqrt{\frac{2}{r}} \right) \cos \left(\frac{r L^2}{\pi} \right) - \frac{1}{2} C \left(\sqrt{\frac{2}{r}} \left(1 - \frac{r L}{\pi} \right) \right) \\ & \left. \left. - \frac{1}{2} C \left(\sqrt{\frac{2}{r}} \left(1 + \frac{r L}{\pi} \right) \right) \right\}^2 \right] \right] \quad (31) \end{aligned}$$

$$f_M(\delta, \theta, \phi) = f_{L \rightarrow M}(r \rightarrow \delta, \theta, \phi), \quad L = ka \sin \theta \cos \phi, \quad M = ka(\sin \theta \sin \phi - \sin \psi) \quad (31)$$

(30) の $f_M(\delta, \theta, \phi)$ は (31) に示したように $f_L(r, \theta, \phi)$ の L, r を M, δ で, それぞれ置換したものである。

(30) は正規反射方向の散乱電力で規準化した第 2 種無給電中継矩形反射板の放射電力指向性の一般式である。これは極めて複雑な式であるが, 中に含む関数は Fresnel 積分と 3 角関数のみであるので, さほどの困難なしに数値計算を行なうことができる。

一般に反射板寸法は波長に比較して極めて大きく, $ka, kb \gg 1$ なので主 lobe 近傍の指向性を問題にするときは, (30)において $\cos \theta = \cos \psi$ とおくことができ

$$g_1 = \frac{1}{4 r \cdot \delta} \frac{f_L(r, \theta, \phi)}{\left\{ \Gamma^2 \left(\sqrt{\frac{2}{r}} \right) + \Sigma^2 \left(\sqrt{\frac{2}{r}} \right) \right\}} \frac{f_M(\delta, \theta, \phi)}{\left\{ \Gamma^2 \left(\sqrt{\frac{2}{\delta}} \right) + \Sigma^2 \left(\sqrt{\frac{2}{\delta}} \right) \right\}} \quad (32)$$

となる。

5. 放射電力指向性の解析

5.1 数値計算例

$f_L(r, \theta, \phi)$, $f_M(\delta, \theta, \phi)$ は (31) に示したように L, r, M, δ について複雑な関数なので, 放射電力指向性の主 lobe 付近でも簡単な近似式を導くことができず, 指向性をつかむには数値計算を行なう他に方法がない。(32) で $\phi = \pi/2$ とおき, $\delta = 0.125, 0.500, 0.617, 2.000, \infty$ をパラメータとし M を変化させて

$y-z$ 平面内の指向性 g_1 を数値計算した結果を図 2 に示す。ただし g_1 は M について偶関数なので $M \geq 0$ の計算結果のみを示した。図中の破線は $\delta \rightarrow \infty$, すなわち第 1 種無給電中継反射板の指向性であるから, これと第 2 種無給電中継反射板の指向性を比較すると, 両者の放射電力半値幅, 主 lobe 第 1 副 lobe の極値等にはかなりの相違があるのみならず, それらの特性は δ によって著しく変化する。主 lobe の極小値は第 1 種無給電中継反射板の場合には 0 であるが, 第 2 種無給電中継反射板では 0 とならずかなり大きい。第 1 副 lobe の極大値は δ の値により第 1 種無給電中継反射板の場合より小さいときも, 逆に大きくなる場合もある。

5.2 放射電力半値幅

図 2 並びに他の δ について指向性の計算結果より, 電力半値幅を図式的に求めると, 第 2 種無給電中継反射板の電力半値幅は第 1 種のそれよりも必ず大きくなり, 特に $\delta \approx 0.5$ で最大となる。そのときの M は $M \approx 1.73$ であり, 第 1 種無給電中継反射板の場合の $M \approx 1.39$ の約 1.24 倍である。したがって Fresnel 近似の成立する範囲における第 2 種無給電中継反射板の電力半値幅を θ_2 , 第 1 種無給電中継反射板の電力半値幅を $\theta_1 \approx 0.44 \lambda/b$ とすれば, θ_2 はつぎの範囲にある $0.44 \lambda/b \leq \theta_2 \leq 0.56 \lambda/b, \theta_1 \leq \theta_2 \leq 1.24 \theta_1$ (33)

δ と θ_2 との関係は $\delta \approx 0.5$ で θ_2 極大, $\delta > 1$ で δ の増加と共に単純に $\theta_2 \rightarrow \theta_1$ となるが, それらを除く範囲では δ の変化により θ_2 は複雑に変わるが, 変動幅

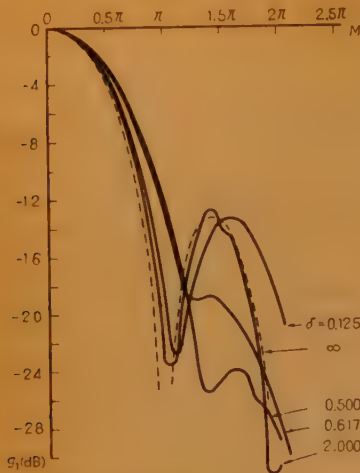


図2 放射電力規準化指向性 ($\phi = \frac{\pi}{2}$, $y-z$ 面内)
Fig. 2—Normalized radiation power pattern ($\phi = \frac{\pi}{2}$, $y-z$ plane),

が大きくない上、図式的に求めているので特性を明確にすることは困難である。また $\delta=0.5$ は反射板付加損失の極大点であり、その δ が電力半値幅最大点とも近似的に一致することは興味深い。

5.3 $M=\pm\pi$ における規準化放射電力レベル

第1種無給電中継反射板では、よく知られているように、 $M=\pm\pi$ のとき $g_1=0$ となる。しかし第2種無給電中継反射板では $g_1 \neq 0$ で、付録 (D-4) に示すように

$$\delta = 1/2n \quad (n=1, 2, 3, \dots) \quad (34)$$

のとき

$$g_{1M} = \frac{n}{2} \frac{\varphi_c^2\left(\frac{1}{2n}\right) + \varphi_s^2\left(\frac{1}{2n}\right)}{C^2(2\sqrt{n}) + S^2(2\sqrt{n})} \quad (35)$$

$$\left. \begin{aligned} \varphi_c\left(\frac{1}{2n}\right) &= \frac{1}{\pi} \left\{ C\left(\frac{1}{\sqrt{n}}\right) + \frac{1}{2} C\left(2\sqrt{n} - \frac{1}{\sqrt{n}}\right) - \frac{1}{2} C\left(2\sqrt{n} + \frac{1}{\sqrt{n}}\right) \right\} \\ \varphi_s\left(\frac{1}{2n}\right) &= \frac{1}{\pi} \left\{ S\left(\frac{1}{\sqrt{n}}\right) + \frac{1}{2} S\left(2\sqrt{n} - \frac{1}{\sqrt{n}}\right) - \frac{1}{2} S\left(2\sqrt{n} + \frac{1}{\sqrt{n}}\right) \right\} \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

の極大値が存在する。(34) の δ は反射板付加損失極

大点⁽⁴⁾であるから、その点では規準化放射電力レベルも極大となることが明らかになった。しかし反射板付加損失極小点 $\delta=2/4n+3$ ($n=0, 1, 2, 3, \dots$) と $M=\pm\pi$ における規準化放射電力レベルを極小にする δ と

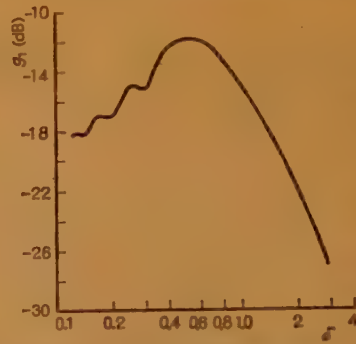


図3 $M=\pm\pi$ における規準化放射電力レベルと δ との関係 ($\phi=\pi/2$, $y-z$ 面内)
Fig. 3—Relation between δ and normalized radiation power at $M=\pm\pi$ ($\phi = \frac{\pi}{2}$, $y-z$ plane)

は、 $2\pi/\delta \gg 1$ のとき近似的に一致するが、その他の δ では一致しない。 $M=\pm\pi$ における規準化放射電力レベル $g_1(M=\pm\pi)$ と δ との関係を計算したものを図3に示す。図によって判明するように $\delta=0.5$ で $g_1(M=\pm\pi)$ は最大となる。

5.4 主 lobe

より遠く離れた副 lobe レベル

主 lobe より遠く離れ、 $M\sqrt{2}\tau/\pi \gg \sqrt{2}\tau$, $M\sqrt{2}\delta/\pi \gg \sqrt{2}\delta$ の成立するような方向における指向性は(30)より近似的に

$$g \approx \frac{(\cos \psi + \cos^2 \theta)}{4} h(\tau) \frac{\sin^2 L}{L^2} h(\delta) \frac{\sin^2 M}{M^2} \quad (37)$$

$$\left. \begin{aligned} h(\tau) &= \frac{1}{2\tau} \frac{C^2\left(\sqrt{\frac{2}{\tau}}\right) + S^2\left(\sqrt{\frac{2}{\tau}}\right)}{I^2\left(\sqrt{\frac{2}{\tau}}\right) + S^2\left(\sqrt{\frac{2}{\tau}}\right)} \\ h(\delta) &= h(\tau \rightarrow \delta) \end{aligned} \right\} \quad (38)$$

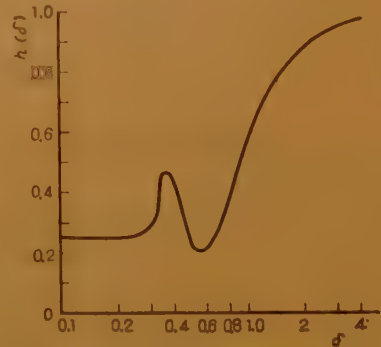


図4 $h(\delta)$ と δ との関係
Fig. 4—Relation between δ and $h(\delta)$

(37)より第2種無給電中継反射板において、主 lobe より遠く離れた方向の指向性は第1種無給電中継反射板の指向性に係数 $h(r)$, $h(\delta)$ を乗じたものに等しいことがわかる。(38)の $h(\delta)$ と δ との関係を数値計算したものを図4に示す。図から判明するように $\delta \geq 0.1$ の任意の δ に対し $h(\delta) \leq 1$ で、かつ $\delta \rightarrow \infty$ につれ $h(\delta) \rightarrow 1$ となる。また $\delta = 0.5$ で $h(\delta)$ 最小である。

6. 結 言

平行に配置された第2種無給電中継矩形反射板の任意方向における遠方散乱電界を Kirchhoff-Huygens の原理によって計算し、それより放射電力指向性の一般式を導き、指向性を理論的に解析した。その結果をまとめるとつぎのようになる。

(i) 第2種無給電中継反射板の指向性はパラメータ $r = \lambda d / 4a^2$ または $\delta = \lambda d / 4b^2 \cos^2 \psi$ (λ : 波長, d : 板間距離, $2a, 2b$: 反射板各辺の寸法, ψ : 平面波の入射角) によって相当に変化し、第1種無給電中継反射板の指向性と著しく相違する。

(ii) 放射電力半値幅は第1種無給電中継反射板よりも必ず大きくなり、特に $r, \delta = 0.5$ のとき最大となつて、その値は第1種無給電中継反射板の半値幅より約 24% 増加する。

(iii) 既に求められている r または δ 対反射板付加損失特性において、損失を極大にする r または δ では L または $M = \pm \pi$ における標準化放射電力レベル (第1種無給電中継反射板では 0 となる) も極大となる。特に反射板付加損失の目立って極大となる r または $\delta = 0.5$ では、近似的に半値幅が最大、および L または $M = \pm \pi$ における標準化放射電力レベルが最大である等、指向性の顕著な変化が認められる。

(iv) 主 lobe 近傍における指向性の極値、特に極小値は第1種無給電中継反射板の値 (0 に等しい) よりもかなり大きい。第1副 lobe の極大値は r, δ の値によって小さいときもあり、逆に大きい場合もある。

(v) 主 lobe を遠く離れた副 lobe は第1種無給電中継の場合のものに、係数 $h(r)$, $h(\delta)$ を乗じたものと近似的に等しくなり、 $h(r)$, $h(\delta) \leq 1$ である。

以上、本論文により第2種無給電中継矩形反射板の放射電力指向性がかなり明かになり、これらの結果

は反射板を使用する無給電中継回線において、異ルート相互間の回りこみによる干渉雑音の評価等に応用できるので、第2種無給電中継回線の設計上、重要な資料になるものと考えられる。

今後の問題としては理論解析の結果と実験との比較照合であるが、特に本論文の理論を導くための仮定が満足されない場合、すなわち指向性の観測方向が他の反射板の陰になる場合、あるいは反射板が極めて接近して配置されていて Fresnel 近似が成立しない場合における実験的な研究が望まれる。これらについては今後研究を進める予定である。

最後に、東北電力株式会社山下給電部長、桜井通信課長、大沼同副長より日頃種々御指導をいただいております。ここに厚く御礼を申上げると共に、本論文に対し種々御教示を賜わった東北大学工学部通信工学科虫明教授に深甚な謝意を表する。

文 献

- (1) 関口: “2枚反射板を用いる中継方式”, アンテナ研専委資料 (昭 31-06).
- (2) 副島: “反射板による第2種無給電中継について”, 信学誌, **42**, 5, p 502, (昭 34-05).
- (3) 広田, 副島, 副田: “反射板による第2種無給電中継の 2, 3 の問題について”, 昭 35 連大 1176.
- (4) 竹下: “反覆フレネル積分の計算式について”, 信学誌, **44**, 4, p 584, (昭 36-04).
- (5) S. Silver: “Microwave antenna theory & design”, p 166, McGraw-Hill, New York, (1949).

付 録

[A] $\partial \varphi / \partial n$ の計算方法⁽⁵⁾

φ が x, y, z の関数であつて、 n を法線方向 (たとえば図1の反射板Aについては $+z$ 軸方向) の変数とすると、一般的に

$$\partial \varphi / \partial n = \mathbf{n} \cdot \nabla \varphi \quad (\text{A-1})$$

ここで \mathbf{n} は法線方向の単位ベクトル、 ∇ は変数 (x, y, z) について gradient 演算を行なうことを示す。また φ が単位ベクトル \mathbf{S} を有する量 S のみの関数であれば

$$\partial \varphi / \partial n = \cos(\mathbf{n} \cdot \mathbf{S}) \cdot \partial \varphi / \partial S \quad (\text{A-2})$$

また

$$\varphi = A(x, y, z) e^{-jk l(x, y, z)} \quad (\text{A-3})$$

の形で表わされるときには

$$\frac{\partial \varphi}{\partial n} = -jk \mathbf{n} \cdot \nabla \varphi + \varphi \frac{1}{A} \frac{\partial \varphi}{\partial n} \quad (\text{A-4})$$

$k \gg 1$ で (A-4) 右辺第2項が第1項に比して無視できるときには

$$\partial \varphi / \partial n \approx -jk \mathbf{n} \cdot \nabla \varphi \quad (\text{A-5})$$

[B] (25) の誘導

(24) の Fresnel 積分において変数が $L\sqrt{2r}/\pi$ の項は0を中心とし L について Taylor 展開を行なう。

$$\begin{aligned} C\left(\frac{L\sqrt{2r}}{\pi}\right) &= \frac{L\sqrt{2r}}{\pi} - \frac{\pi^2}{5!} \left(\frac{L\sqrt{2r}}{\pi}\right)^5 + \dots \\ S\left(\frac{L\sqrt{2r}}{\pi}\right) &= \frac{\pi}{3!} \left(\frac{L\sqrt{2r}}{\pi}\right)^3 - \frac{\pi^2}{7!} \left(\frac{L\sqrt{2r}}{\pi}\right)^7 + \dots \end{aligned} \quad (\text{B-1})$$

変数が $\sqrt{\frac{2}{r}}\left(1 \pm \frac{rL}{\pi}\right)$ であるものは $\sqrt{\frac{2}{r}}$ を中心とし $\pm L\sqrt{2r}/\pi$ について Taylor 展開を行なう。

$$\begin{aligned} C\left(\sqrt{\frac{2}{r}}\left(1 \pm \frac{rL}{\pi}\right)\right) &= C\left(\sqrt{\frac{2}{r}}\right) \\ &\pm \left(\frac{L\sqrt{2r}}{\pi}\right) \cos \frac{\pi}{r} - \frac{\pi}{2!} \left(\frac{L\sqrt{2r}}{\pi}\right)^2 \\ &\sqrt{\frac{2}{r}} \sin \frac{\pi}{r} \pm \dots \\ S\left(\sqrt{\frac{2}{r}}\left(1 \pm \frac{rL}{\pi}\right)\right) &= S\left(\sqrt{\frac{2}{r}}\right) \\ &\pm \left(\frac{L\sqrt{2r}}{\pi}\right) \sin \frac{\pi}{r} + \frac{\pi}{2!} \left(\frac{L\sqrt{2r}}{\pi}\right)^2 \\ &\sqrt{\frac{2}{r}} \cos \frac{\pi}{r} \mp \dots \end{aligned} \quad (\text{B-2})$$

変数が $M\sqrt{2\delta}/\pi$, $\sqrt{\frac{2}{\delta}}\left(1 \pm \frac{\delta M}{\pi}\right)$ のものについても (B-1) (B-2) と同様の展開を行ない、その結果を (B-1) (B-2) と共に (24) に代入して $L \rightarrow 0$, $M \rightarrow 0$ の極限值をとったものを (23) に代入して整理すれば (25) が得られる。

[C] (28) の誘導

(24) において $d \gg 2a$, $2b$ で, $r, \delta \gg 1$ になると

$$C\left(\sqrt{\frac{2}{r}}\right) \approx \sqrt{\frac{2}{r}}, \quad S\left(\sqrt{\frac{2}{r}}\right) \approx 0 \quad (\text{C-1})$$

$$C\left(\sqrt{\frac{2}{r}}\left(1 \pm \frac{rL}{\pi}\right)\right) \approx \pm C\left(\frac{L\sqrt{2r}}{\pi}\right)$$

$$S\left(\sqrt{\frac{2}{r}}\left(1 \pm \frac{rL}{\pi}\right)\right) \approx \pm S\left(\frac{L\sqrt{2r}}{\pi}\right) \quad (\text{C-2})$$

$$\left(\frac{L\sqrt{2r}}{\pi} \gg \sqrt{\frac{2}{r}}\right)$$

変数が $\sqrt{\frac{2}{\delta}}$, $\sqrt{\frac{2}{\delta}}\left(1 \pm \frac{\delta M}{\pi}\right)$ のものについても (C-1), (C-2) と同様の展開を行ない、得られた結果を (C

-1), (C-2) と共に (24) に代入し、さらに (24) を (25) に代入すれば (28) が得られる。

[D] $M = \pm \pi$ における標準化放射電力レベルの解析

(31) (32) において $L=0$, $M = \pm \pi$ とおけば

$$g_1 = \frac{1}{2\delta} \frac{\varphi_C^2(\delta) + \varphi_S^2(\delta)}{\Gamma^2\left(\sqrt{\frac{2}{\delta}}\right) + \Sigma^2\left(\sqrt{\frac{2}{\delta}}\right)} \quad (\text{D-1})$$

$$\begin{aligned} \varphi_C(\delta) &= \frac{1}{\pi} \left\{ C(\sqrt{2\delta}) + \frac{1}{2} C\left(\sqrt{\frac{2}{\delta}} - \sqrt{2\delta}\right) \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{2} C\left(\sqrt{\frac{2}{\delta}} + \sqrt{2\delta}\right) \right\} \\ \varphi_S(\delta) &= \frac{1}{\pi} \left\{ S(\sqrt{2\delta}) + \frac{1}{2} S\left(\sqrt{\frac{2}{\delta}} - \sqrt{2\delta}\right) \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{2} S\left(\sqrt{\frac{2}{\delta}} + \sqrt{2\delta}\right) \right\} \end{aligned} \quad (\text{D-2})$$

(D-1) を δ で微分したものを0とおけば

$$\begin{aligned} &-2\sqrt{2\delta} \sin\left(\frac{\pi}{2\delta}\right) \left\{ \Gamma^2\left(\sqrt{\frac{2}{\delta}}\right) + \Sigma^2\left(\sqrt{\frac{2}{\delta}}\right) \right\} \\ &\left\{ \sin \frac{\pi}{2\delta} (1 + 2\delta^2) \cdot \varphi_C(\delta) + \cos \frac{\pi}{2\delta} (1 + 2\delta^2) \cdot \right. \\ &\quad \left. \varphi_S(\delta) \right\} - \left\{ \varphi_C^2(\delta) + \varphi_S^2(\delta) \right\} \left[\frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{2}{\delta}} \right. \\ &\quad \left. \left\{ -C\left(\sqrt{\frac{2}{\delta}}\right) \sin \frac{\pi}{\delta} - S\left(\sqrt{\frac{2}{\delta}}\right) \left[\cos\left(\frac{\pi}{\delta}\right) - 1 \right] \right\} \right. \\ &\quad \left. + \frac{2}{\pi^2} \left[1 - \cos\left(\frac{\pi}{\delta}\right) \right] \right] = 0 \end{aligned} \quad (\text{D-3})$$

(D-3)

$$\delta = 1/2 n \quad (n=1, 2, 3, \dots) \quad (\text{D-4})$$

において

$$g_{1M} = \frac{n}{2} \frac{\varphi_C^2\left(\frac{1}{2n}\right) + \varphi_S^2\left(\frac{1}{2n}\right)}{C^2(2\sqrt{n}) + S^2(2\sqrt{n})} \quad (\text{D-5})$$

なる極大値を有する。 $\delta = 2/4 n + 3$ ($n=0, 1, 2, \dots$) において (D-3) 左辺第2項は0となるが、第1項は $2\pi/\delta \gg 1$ の場合に限り0となっており、その他の場合には0とならない。したがって (D-1) を極小にする δ は $n \gg 1$ のとき $\delta \approx 2/4 n + 3$ となるが、 n が1に近いときには数値計算結果から図式的に求めるより他に方法がない。

(昭和 36 年 5 月 6 日受付)

投 書

UDC 621.372.542.2 : 621.3.018.752

理想低域ろ波器の2進符号伝送特性について*

正員 杉 山 宏 正員 南 敏

(電気通信研究所)

1. 序 言

帯域内での減衰量・周波数特性ならびに群伝ばん時間一周波数特性が平坦で、帯域外の減衰量が無限大となるろ波器を理想低域ろ波器と称しこれを実現するために色々な工夫がなされている⁽¹⁾。これは入力信号の周波数スペクトルがこのろ波器の通過帯域内に限定されていれば、振幅の相対値の変化ならびに遅延を受けるだけで、波形自身はなんらのひずみを受けることなく伝送されるためであって、理想低域ろ波器という名称もここに由来するものであろう。ところがこのろ波器のインパルス応答あるいは単位関数応答を求めてみると、オーバシュートが大きくまた過渡応答が長時間にわたって尾をひいているため、2進符号伝送には不適であるとされている⁽²⁾。しかしながら漠然と不適であると称しているだけで、詳しくその特性を検討したものはいまのところ見あたらない。筆者らはマージュの概念を用いてこの点を究明し、理想ろ波器は2進符号伝送に対しては不適であるという確証を得たのでここに報告する次第である。

2. 低域通過系の2進符号伝送速度限界

問題を簡単にするため雑音がない場合の2進符号伝送速度限界について考えて見よう。2進符号伝送の場合、入力は通常1.0あるいは1.-1なる2値を振幅としてもつ矩形波の系列として表わすことができる。これらの情報を伝送する場合その波形の再現性は余り問題とならず、受信波形をある定められた時刻にサンプルしたとき、信号レベルがスライスレベルより高いか低いかが問題であり、マーク符号をマーク・スペース符号をスペースとして誤りなく検出することができれば充分である。この意味から通信速度限界をつぎのような考え方にしたがって定義することとしよう。

* Binary Code Transmission Characteristic of the Ideal Low Pass Filter. By HIROSHI SUGIYAMA and TOSHI MINAMI, Members (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [論文番号 3432]

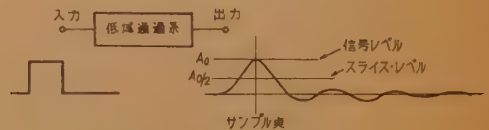


図1 符号伝送系入出力波形

Fig. 1—Input-output waveforms of a data transmission system.

いま1,0なる2値をもつ単流の信号を考え、図1に示すような1短点を伝送路にいれると、伝送路の帯域幅が制限されているために波形ひずみを生じ、有限の立上がり時間を有し、ながく尾をひく出力信号がえられる。この出力信号のサンプル点における振幅を A_0 とし、受信機の信号検出レベルを $A_0/2$ とすれば、 $A_0/2$ 以下の大きさをもつ雑音が妨害入力として入ってきても誤りを発生することなく正しく受信される。しかるに問題としている1短点の前後に先行符号あるいは後行符号があると、回路網に生ずる過渡現象のためにそれらの符号の残留値がサンプル点に残り、サンプル点における受信信号のレベルは先後行符号の組み合わせによって A_0 の上下に変化することになる。また逆に信号がスペースである場合には先後行符号の影響がなければサンプル点のレベルは当然0となるべきはずなのに、ある値をもつようになる。

さて今問題としている短点の一つ前の短点による残留値を α_1 、2つ前の短点によるものを α_2 ……とすればサンプル点における残留値の和 R は

$$R = \sum_{n=-\infty}^{\infty} q_n \alpha_n \quad (1)$$

となる。ただし q_n は n 個前の短点が存在すれば1、存在しなければ0なる値を持つものとする。さて R の最大値 R_{\max} および最小値 R_{\min} を求めると

$$\left. \begin{aligned} R_{\max} &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n^P \\ R_{\min} &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n^N \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

となる。ただし α_n^P および α_n^N は

$$\left. \begin{aligned} \alpha_n^P &= \alpha_n & \alpha_n &\geq 0 \\ &= 0 & \alpha_n &< 0 \\ \alpha_n^N &= 0 & \alpha_n &\geq 0 \\ &= \alpha_n & \alpha_n &< 0 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

雑音等の妨害に対する余裕度を示す測度マージン M の値は

$$\begin{aligned} M &= \frac{(A_0 + R_{\min}) - R_{\max}}{2 A_0} \times 100\% \\ &= \frac{A_0 + \sum \alpha_n^N - \sum \alpha_n^P}{2 A_0} \times 100\% \\ &= \frac{A_0 - \sum_{n=-\infty}^{\infty} |\alpha_n|}{2 A_0} \times 100\% \quad (4) \end{aligned}$$

一般に伝送路の帯域幅に比して通信速度が遅い場合には、先後行符号の残留値がほとんどなくなるためにマージンは 50% 近い値をもつが、通信速度を早めていくと先行符号の残留値は次第に大きくなり、ついにはマージンが 0% となる。このときの通信速度を通信速度限界と呼ぶことにする。

さて Nyquist は帯域幅が f_c/s なるときパルス間隔 $1/(2f_c)$ までの通信 ($2f_c$ ボー) が可能であることを証明している⁽³⁾。2進符号伝送の場合上記速度を実現するろ波器としていわゆる理想低域ろ波器が考えられており⁽²⁾、確かに $2f_c$ ボーで通信した場合のマージンを調べて見るとその値は 50% となり、先後行符号の残留応動の影響を受けることなく通信を行なうことが可能である。しかしながらこのろ波器の通信速度対マージン特性を調べて見ると図2のようになり、 $2f_c$ ボーなる速度をたとえわずかもはずれるとそのマージンはたちまち 0% となり、通信不能となる。しかも

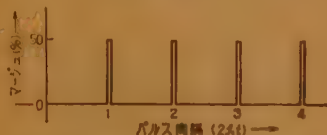


図2 理想ろ波器のマージン特性
Fig. 2—Margin characteristic of the ideal low-pass filter.

いくら通信速度を低くしても、パルス間隔が $1/(2f_c)$ の整数倍である場合を除いてはマージンが 0% となり、われわれが前に定義した意味での通信速度限界は 0 となってしまふ。つぎにこの点について詳しく説明しよう。

3. 理想低域ろ波器の通信速度対マージン特性

前節では矩形波を用いてマージンの説明をしたが、

伝送系のインパルス応答を知ることができれば、単位関数応答あるいは矩形波に対する応答への換算ができるので、以下の証明は取扱いの簡単なインパルス応答を用いてこれを行なうこととし、後で矩形波に対する応答を考察することとした。

理想ろ波器の切断周波数を f_c/s とし、インパルス応答を $I(t)$ とすれば

$$I(t) = \frac{\sin 2\pi f_c t}{2\pi f_c t} \quad (5)^{(2)}$$

こゝで $2\pi f_c t = \pm n\pi$ すなわち $t = \pm 1/(2f_c)$, $\pm 2/(2f_c)$, ... なるとき $I(t)$ は 0 となるから、 $1/(2f_c)$ おきにインパルスを伝送すれば、相互に干渉なく通信を行ない得ることは容易にわかる。しかしながら通信速度がほんの少しでも狂うと、残留応動は 0 とならないで通信が不可能になってしまう。これを証明するには

$$\left. \begin{aligned} f(x) &= \frac{\sin x}{x} & x > 0 \\ f(0) &= 1 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

において $\alpha > 0$ $\beta \geq 0$ とすると、

$$\sum_{n=0}^{\infty} |f\{(n\alpha + \beta)\pi\}|$$

が、 $\alpha \cdot \beta$ が共に整数である場合を除き常に信号レベル (この場合は 1) より大なることを証明すればよい (実は発散してしまう)。

3.1 $\alpha =$ 整数: $\beta \neq$ 整数なるとき

$$\begin{aligned} \sum_{n=0}^{\infty} |f\{(n\alpha + \beta)\pi\}| &= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{|\sin \beta\pi|}{(n\alpha + \beta)\pi} \\ &= \frac{|\sin \beta\pi|}{\alpha\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{n + \frac{\beta}{\alpha}} > \frac{|\sin \beta\pi|}{\alpha\pi} \sum_{n=N}^{\infty} \frac{1}{n} \\ &= +\infty \end{aligned} \quad (7)$$

($N > \beta/\alpha$ なる整数 N をとる)

3.2 $\alpha =$ 有理数 > 0 : $\beta \geq 0$ は任意の実数

自然数 p, q , $(p, q) = 1$ をとり、 $\alpha = p/q$ とおく。 $0p, 1p, 2p, \dots, (q-1)p$ は $\text{mod } q$ でいずれの 2 つも合同にならない。 $k_1 p \equiv k_2 p \pmod{q}$ とすると $q | (k_1 - k_2)p$, $(p, q) = 1$ より $q | (k_1 - k_2)$ したがって $\{0p, 1p, \dots, (q-1)p\}$ は $\{0, 1, \dots, q-1\}$ をならべかえたものである。 ($\text{mod } q$)。

$\{x\}$ で x とそれにもっとも近い整数との差の絶対値を表わすことにする。 $\{\beta\}, \{\beta + 1/q\}, \dots, \{\beta + (q-1)/q\}$ のうちで 0 でない最小のものを r とおけば

$\{\beta\}, \{\beta + p/q\}, \dots, \{\beta + (q-1)p/q\}$ のうちの 0 でない最小のものも r であって、しかもそのうちの $(q-1)$

個のものは r より小さくはない。

$$\begin{aligned} \therefore \sum_{n=0}^{\infty} |f\{(n\alpha + \beta)\pi\}| &= \sum_{r=0}^{\infty} \sum_{s=0}^{q-1} |f\{(rq+s)\frac{p}{q} + \beta\}\pi| \\ &= \sum_{r=0}^{\infty} \sum_{s=0}^{q-1} \frac{|\sin((sp/q) + \beta)\pi|}{(rq + (sp/q) + \beta)\pi} \\ &\geq \sum_{r=0}^{\infty} (q-1) \frac{\sin r\pi}{(rp + (q-1/q)p + \beta)\pi} \\ &\geq \frac{q-1}{p\pi} \sin r\pi \sum_{r=0}^{\infty} \frac{1}{r + 1 + \beta - (1/q)} \\ &\geq \frac{q-1}{p\pi} \sin r\pi \sum_{r=N}^{\infty} \frac{1}{r} = +\infty \quad (8) \end{aligned}$$

($n > 1 + q - 1/q$ なる整数 N をとる)

3.3 α = 無理数 $\beta \geq 0$ は任意の実数

証明に入る前に、2.3 の補題および定義をのべておこう。

定義 x を任意の実数とすると、 $[x]$ で x の整数部分を、 $\langle x \rangle$ で端数部分を表す。 $[]$ はガウスの記号であり、 $\langle x \rangle = x - [x]$ である。

補題 1⁽⁴⁾ α を無理数とすれば $\{\langle n\alpha \rangle\}_{n=1,2,\dots}$ は区間 $[0,1)$ に含まれる無限点集合であるが、これは至るところ稠密であって、しかもその分布は一様である。つまり $[a,b] \subseteq [0,1)$ なる任意の区間 $[a,b]$ をとり、 $\{\langle \alpha \rangle, \langle 2\alpha \rangle, \dots, \langle n\alpha \rangle\}$ の中で $[a,b]$ に含まれる数の個数を $\nu(n, [a,b])$ で表わすと、

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{\nu(n, [a,b])}{n} = b - a$$

がいえる。また β を任意の実数としたとき集合 $\{\langle n\alpha + \beta \rangle\}_{n=1,2,\dots}$ についても全く同様であって、 $\{\langle \alpha + \beta \rangle, \dots, \langle n\alpha + \beta \rangle\}$ 中 $[a,b]$ に入るものの数を $\nu(n, [a,b])$ で表わすと

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{\nu(n, [a,b])}{n} = b - a$$

補題 2⁽⁵⁾ 数列 $\{a_n\}$ の任意の部分列を $\{a_{n_k}\}$ とおくと、 $\lim_{n \rightarrow \infty} a_n$ が存在すれば $\lim_{k \rightarrow \infty} a_{n_k}$ も存在して両者は等しい。

補題 3⁽⁶⁾ 2つの正項級数 $\sum a_n, \sum b_n$ において、 $\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{a_n}{b_n} = c$ が存在して、 $0 < c < \infty$ であれば $\sum a_n, \sum b_n$ は収束発散を共にする。

さてここで $\sum_{n=1}^{\infty} \frac{|\sin(n\alpha + \beta)\pi|}{(n\alpha + \beta)\pi}$ が発散することを証明しよう。

$$\begin{aligned} |\sin(n\alpha + \beta)\pi| &= \sin\langle n\alpha + \beta \rangle\pi \\ &= \sin\{[n\alpha + \beta]\pi + \langle n\alpha + \beta \rangle\pi\} \end{aligned} \quad (9)$$

$\langle n\alpha + \beta \rangle \in \left[\frac{1}{4}, \frac{3}{4}\right)$ が成立するような番号を始めから数え上げて、 n_1, n_2, \dots としよう。すなわち、 $\langle n_k\alpha + \beta \rangle \in \left[\frac{1}{4}, \frac{3}{4}\right)$, $n_k < n < n_{k+1}$ のときは $\langle n\alpha + \beta \rangle \notin \left[\frac{1}{4}, \frac{3}{4}\right)$ となるのである。

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{|\sin(n\alpha + \beta)\pi|}{(n\alpha + \beta)\pi} &= \frac{1}{\pi\alpha} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\langle n\alpha + \beta \rangle\pi}{n + (\beta/\alpha)} \\ &\geq \frac{1}{\pi\alpha} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin\langle n_k\alpha + \beta \rangle}{n_k + (\beta/\alpha)} \geq \frac{1}{\sqrt{2}\pi\alpha} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{n_k + (\beta/\alpha)} \end{aligned}$$

$$\therefore \langle n_k\alpha + \beta \rangle\pi \in \left[\frac{\pi}{4}, \frac{3}{4}\pi\right)$$

$$\therefore \sin\langle n_k\alpha + \beta \rangle \geq \sin\frac{\pi}{4} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

ところで、 $\{\langle n\alpha + \beta \rangle\}$, $1 \leq n \leq n_k$ の中で $\left[\frac{1}{4}, \frac{3}{4}\right)$ に入っているものは仮定により k 個 (n_1, \dots, n_k) であるから

$$\begin{aligned} \lim_{k \rightarrow \infty} \frac{k}{n_k} &= \lim_{k \rightarrow \infty} \frac{\nu\left(n_k; \left[\frac{1}{4}, \frac{3}{4}\right)\right)}{n_k} \\ &= \lim_{k \rightarrow \infty} \frac{\nu\left(n; \left[\frac{1}{4}, \frac{3}{4}\right)\right)}{n} = \frac{1}{2} \end{aligned} \quad (10)$$

が成立するから

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \frac{1}{\frac{k}{n_k} + \frac{\beta}{\alpha}} = 2 \quad (11)$$

したがって、級数 $\sum \frac{1}{n_k + (\beta/\alpha)}$ は発散して、級数

$\sum_{n=1}^{\infty} \frac{|\sin(n\alpha + \beta)\pi|}{(n\alpha + \beta)\pi}$ も同様に発散する。

以上の考察により入力インパルスの場合、インパルス間隔が $1/(2f_i)$ の整数倍以外であると、マージューが0となることが証明された訳であるが、つぎに入力が矩形波の場合について考えて見たい。図3(a)に示

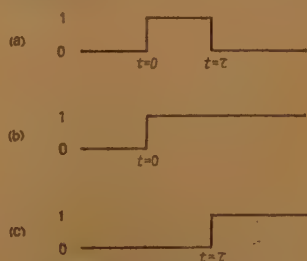


図3 矩形波入力
Fig. 3—Square wave input.

すような矩形波は、同図(b)、(c)に示す2つの単位関数の差と考えることができ、また理想低域ろ波の単位関数応答は正弦積分で示すこ

とができるから、同図 (a) の矩形波に対する応答を $R(t)$ とすれば

$$R(t) = \frac{1}{\pi} [S_i(2\pi f_1 t) - S_i\{2\pi f_1(t-\tau)\}] \quad (12)$$

ここに

$$S_i(x) = \int_0^x \frac{\sin u}{u} du$$

いま、 $\tau = m/2f_1$ (m =整数) とすれば、 $t = \frac{\tau}{2} + n\tau$ (n =整数) のとき、 $R(t)$ は 0 となるから、 $m/(2f_1)$ ごとに矩形波を伝送すれば先後行符号の影響を受けることなく、通信を行なうことができる。

つぎに $x \gg 1$ するとき

$$S_i(x) = \frac{\cos x}{x} \left(1 - \frac{2!}{x^2} + \frac{4!}{x^4} - \dots \right) - \frac{\sin x}{x^2} \left(\frac{1}{x} - \frac{3!}{x^3} + \dots \right) = -\frac{\cos x}{x} \quad (13)^{(7)}$$

故に $t \gg \frac{1}{2\pi f_1}$ のとき

$$R(t) = \frac{-1}{\pi} \left[\frac{\cos 2\pi f_1 t}{2\pi f_1 t} - \frac{\cos 2\pi f_1(t-\tau)}{2\pi f_1(t-\tau)} \right] = \frac{\sin \pi f_1 \tau}{\pi^2 f_1} \frac{\sin 2\pi f_1(t-\tau/2)}{t-\tau} \quad (14)$$

となり、式 (6) 以下式 (11) までの理論が $R(t)$ に対しても適用でき、矩形波入力の場合も、インパルス入力の場合と同様なマーシュ特性がえられる。

4. 結果の検討

前節までの検討により、理想低域ろ波のマーシュ特性はほとんどあらゆる通信速度において 0 であることがわかった。このことはたとえある一点の通信速度におけるマーシュが 50% あり、先後行符号の影響を少しも受けずに通信可能であるとしても、理想ろ波器は 2 進符号伝送には適していないことを意味する。前節で得られた結果は、低域ろ波の通過域における特性によるものであり、阻止域の減衰量が無限大であることより生じたのではないことを証明するために、図 4 に示すような特性をもつろ波器について調べて見よう。このろ波の振幅特性

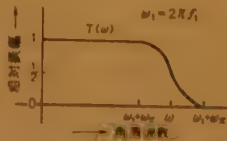


図 4 なたらかなカットオフをもつ低域ろ波特性
Fig. 4—Characteristic of a low-pass filter with non-sharp cut-out.

$T(\omega)$ は

$$T(\omega) = \begin{cases} 1 & \omega < \omega_1 - \omega_x \\ \frac{1}{2} \left\{ 1 - \sin \frac{\pi(\omega - \omega_1)}{2\omega_x} \right\} & \omega_1 - \omega_x < \omega < \omega_1 + \omega_x \\ 0 & \omega > \omega_1 + \omega_x \end{cases} \quad (15)$$

であり、位相特性は周波数に正比例しているものとす。このろ波のインパルス応答 $I_s(t)$ を求めると

$$I_s(t) = \frac{\sin \omega_1 t}{\pi t} \frac{\cos \omega_x t}{1 - (2\omega_x t/\pi)^2} \quad (16)$$

となる。上式よりわかるように、 $2\pi f_1 t = \pm n\pi$ なるとき $I_s(t)$ が 0 となる点は、理想低域ろ波の場合と同じであるが、 t が大なるとき $I(t)$ が t に比例して減衰するのに比べ、 $I_s(t)$ は t の 3 乗に比例して減衰している。したがって ω_x を大きくとり、パルス間隔を小さくすれば、 $2\pi f_1 t = \pm n\pi$ 以外のパルス間隔で通信しても充分マージュを大きくとることができる。

以上のことは 2 進符号伝送に適した低域ろ波器が存在することを暗示しており、2 進符号伝送用ろ波の設計はマージュを大きくするという立場から検討すべきであると信ずる。なおマージュという概念は先後行符号の影響をもっともきつく評価しているが、マーク符号およびスペース符号の出現する確率をそれぞれ 1/2 とした場合の検討については、すでに筆者の一人により研究結果が発表されているのでそれを参照していただきたい⁽⁸⁾。

最後に色々御討論していたいた通信研究所の砂川・浜尾両研究主任に感謝の意を表して筆をおくこととしたい。

文 献

- (1) H.W. Bode, B.L. Dietzold: "Ideal wave filters", B.S.T.J. 14, 2, p 215, (1935).
- (2) E.D. Sunde: "Theoretical fundamentals of pulse transmission, Part I", B.S.T.J. 33, 3, p 721, (1954).
- (3) H. Nyquist: "Certain topics affecting telegraph speed", B.S.T.J. 3, 4, p 324, (1924).
- (4) 藤原松三郎: "代数学 I", 内田老鶴園, p 250.
- (5) (6) K. Knopp: Theorie und Anwendung der Unendliche Reihen, Springer 等.
- (7) E. Jahnke, F. Emde, F. Lösch: "Tables of higher functions", (1960), Mc Graw-Hill Book Co. New York.
- (8) 星子幸男, 杉山 宏: "2 進符号の誤り率について", 信学会インホームション理論専委資 (1960-04-22).

(昭和 36 年 5 月 4 日受付)

報 告

電気通信技術委員会調査、研究専門委員会

昭和 36 年第 1・四半期業績報告

電力標準国際比較調査専門委員会

委員長 古賀逸策 幹 事 岡村総吾

第 12 回 (4 月 18 日) 前回に引続いて UHF 帯電力標準についての報告および検討を行なった。まず三浦氏より電波研で行なった 400 Mc 帯方向性結合器およびパレット電力計の予備実験につき報告があり (i) 方向性結合器の結合度は 37 dB 位が適当である。(ii) 測定周波数は 400 Mc 付近の数点をとることにしたい。(iii) ブリッジの零点チェックのための回路は再考を要する。等の諸点が明らかになった。(iii) の零点チェックについては今後検討することとし、現在の方向性結合器およびパレット電力計は電波研で引続き測定した後電試へ回して実験を行なうことにした。一方新たに結合度約 37 dB の方向性結合器を試作し、国内比較を行なった上で 8 月末頃米英両国へ送付することを一応の目標とした。

第 13 回 (5 月 16 日)。電波研で引続き 400 Mc 帯方向性結合器および電力計の実験を行なった結果の報告があり、零点チェックのために被測定器と同じ構造の疑似負荷を用いて良好な結果が得られた。新たに製作する国際比較用方向性結合器については同軸用スイッチの使用を実験的に検討してみた上で考慮することにした。また方向性結合器の結合度におよぼす温度・湿度および振動等の影響を国内比較の間によく検討することにし、まず湿度試験と振動試験を行なうこととした。続いて桜井氏より FXR 製零点補償形マイクロ波電力計について説明があった。また田丸氏からマジック T を用いた VSWR 精密測定法を応用したインピーダンス法で 10 Gc パレットマウントの能率を測定したところ熱量計形電力計の値の誤差範囲に入る結果が得られた旨の報告があった。続いて青木氏から昭和電子で製作中のサーミスタマウントについての報告があった。

第 14 回 (6 月 20 日) UHF 帯電力標準については電波研で測定を続行し、温度特性 0.05%/°C を得、同軸スイッチについては「断」状態で 74 dB, VSWR 1.07 の良好な結果を得られたので今後の比較にはこれを採用し疑似負荷は不要になった。また電試の測定結果も報告があり、方向性結合器の結合度については電波研 41.25 dB, 電試 41.38 dB を得た。今後は懸案の振動試験を行なった後、再び結合度の測定を行なうことにした。

電子計算機研究専門委員会

委員長 後藤以紀 幹 事 元岡 達

第 82 回 まず通研の毛利氏より、磁気ドラムに使う磁気ヘッドを空気軸受けの原理を利用して浮動式とする方式について報告があった。この方式は従来の固定方式にあった温度変化に伴う熱膨脹によるヘッドとドラム表面の間隔変動の問題を解決しており、今後その動特性に関する研究が進めば、ドラムの回転振れ等に対する解決策となることも考えられ、今後の研究の進展が望まれる。つぎに電試の猪股氏より、関数

の極値を求めるためのプログラムの新方式としてゴルフ法と呼ばれる方式が提案された。これは従来の最大傾斜方向をたどる方式が、小さな最大あるいは最小値に落ち込んで真の極値を求めるのに不向きであった欠点を除くために、質量を持った球をころがす場合のように、慣性の項を考えて、小さな最大(小)値は自動的に飛び越えるようにした方式である。未知関数にこれを適用するには、質量、抵抗等の選び方に対してさらに一層の研究を進められることが望まれる。最後に通研の大和氏より、固定記憶装置の一種であるメタルカード記憶装置について報告があった。小形化への努力も着実に進められており、2 μ s での読出しも可能とのことであり、今後の進展が注目される。

第 83 回 まず防衛庁の山本氏より、エサキダイオードを用いたパラメータ励振現象を利用したパラメトロンおよび増幅器の解析について報告があり、つぎに富士通石井氏より FA COM 222 の論理設計について報告があった。大量の情報を高速に処理することを目標に設計された計算機で多数の入出力を制御できるようにした大形計算機としてはわが国最初のものであろう。

トランジスタ研究専門委員会

委員長 岡部豊比古 幹 事 菅野卓雄

第 78 回 (4 月 25 日) 東京大学工学部電気工学科輪講室で約 42 名の出席を得て行なわれた。まずソニーの福井初昭、池田秀也の両氏より、エサキダイオード単安定回路をトリガ・パルスで駆動した場合の動作解析に位相面デルタ法を応用し、その特長を明らかにした結果について報告があり、トリガ・パルス幅による動作の変化等につき検討した結果が述べられた。つぎに日立中研の永田様、阿部善右衛門両氏よりトランジスタ直結回路の温度ドリフトと超低周波 h パラメータについて報告があった。これは従来不明確であった直流パラメータと交流パラメータの混同をきけて、直結回路の温度ドリフトを検討するには何を測定すべきかを明確にしたものである。

第 79 回 (5 月 23 日) 東京大学工学部電気工学科輪講室で約 46 名の出席を得て行なわれた。まず通研の中村正夫氏よりトランジスタ・ブロッキング発振器のパルス幅とその変動について講演があり、電源電圧変動、周囲温度変化によるパルス幅の変動を計算および実測から求め、両者がよく一致することが報告された。また電源電圧変動に対してはベース回路に CR 並列回路を挿入することによりパルス幅変動がほとんど完全に抑制できることを示した。つぎにソニーの松島健彦、福井初昭両氏よりエサキ・ダイオードのスイッチ特性につきインダクタンスを含む場合につき報告され、使用する回路のトリガの周期を早くするためには適当なインダクタンスを選ぶ必要がある等、インダクタンスを使用する際に留意すべき事項を明らかにされた。

第 80 回 (6 月 20 日) 東京大学工学部電気工学科輪講室で約 46 名の出席を得て行なわれた。まず通研の渡辺誠、平井実の両氏よりメサトランジスタにつき A 形等価回路の各要素を測定値から決定し、これらの要素から構成される回路のベース接

地パラメータを実験値と比較した結果につき報告があった。つきに東北大通研の西沢潤一氏より回路の小形化、製造技術、高周波増幅等の問題につき、微米視察の結果を報告された。ついで、通研の伏見和郎氏より、対ダイオード論理回路におけるエサキ・ダイオードの特性の許容偏差につき、可能なかぎり厳密な条件下で許容偏差を与える一般的な関係を求めた結果につき報告があった。その結果、静電容量のパラッキは比較的大きく許せる等、実用上重要な結論が得られた。

電気音響研究専門委員会

委員長 富田義男 幹事 伊藤 毅

第51回(4月14日)早大理工学部会議室にて開催。

(1) 継電器チャッタの実験的研究 西口薫君(日立)

継電器のチャッタ防止を目的として、チャッタ発生機構、チャッタの一般的性格をチャッタパターンの観測による実験的方法によって明らかにした。

(2) On the Free-Field Correction for Laboratory Standard Microphones Mounted on a Semi-Infinite Rod, 松井英一君(電装)

半無限長棒の端に装着されたコンデンサ・マイクロホンの回折係数を求めるための理論的解法を述べ、理論的結果と実験結果とを対比して示した。

第52回(5月12日)早大理工学部

(1) Selecting Finger の振動 梶浦英男君(通研)

コイルパネと細棒の連続された振動系の共振周波数を理論的に求め、実測値と対比した。

(2) 通話内容の主観的評価について 山口善司君(通研)
通話の了解法と受話音量の適当さに着目した主観的評価を求める実験を行ない、これらは明りょう度と密接に関連していることを明らかにした。

(3) テレビ中継電源車用 30 kVA ディーゼル発電機の騒音制御について 伊藤源毅君(早大)

テレビ中継車用ディーゼル発電機の騒音を制御する設計および実施例を示した。

第53回(6月9日)早大理工学部

(1) R-60 受話器の温度特性 田島清君(通研)

R-60 受話器の温度特性を解析し、比感度の温度変化が -0.04 dB/C 、であり、その中の 60% がバリウムフェライト磁石によることを明らかにした。

回路網理論研究専門委員会

委員長 川上正光 幹事 矢崎銀作

4月には休会とし5月と6月とに各1回あて会合を開いた。

第54回(5月16日): mechanical filter に関する研究と active inverter に関する研究とが各1件あて報告された。(i) 柴山博氏から縦振動形機械的電圧器の製作寸法誤差による振幅特性の劣化について報告が行なわれた。この報告は mechanical filter について製作寸法誤差が特性に及ぼす影響を理論的に解明したもので、縦振動形の場合には共振子の長さ方向の寸法誤差が特性に大きく関係し、また filter の中央部付近の素子の寸法誤差が端部素子より大きい影響をもつ事などを明らかにしている。(ii) 柳沢健、持丸正義両氏から Active inverter について報告が行なわれた。本報告は Negative Impedance Converter を用いて active inverter を作り、これによって大きな値の inductance を得ようとするものであり、これに対する理論的検討と種々の実験結果とが述べられている。

第55回(6月13日): 新しい同軸方式として注目されている

C-12 M 方式について討論を行なうため、通研から規格について、またメーカーから波器の実際について資料を出していただいた。(i) 矢崎銀作、飯島英雄両氏から C-12 M 方式用端局装置の設計とろ波器の特性について報告が行なわれた。本報告は C-12 M 方式に対して行なった端局設計の概要と、ろ波器の仕様について説明が行なわれた。(ii) メーカーからの報告としてまず山本勇一、家所得寿両氏から C-12 M 方式用ろ波器の設計について報告が行なわれた。本報告は日本電気が上記資料記載のろ波器仕様に対して行なった実際の設計とろ波器構成の詳細について述べたものである。また(iii) 永田穰、相沢清澄、永松武夫の3氏から(ii)と同様の題目で報告が行なわれた。本報告には富士通信機で行なったろ波器設計ならびに構成の詳細が述べられている。

非直線理論研究専門委員会

委員長 高木純一 幹事 南雲仁一

第52回(5月12日)鉄および真空管の非線形を考慮した発振器について、藤田広一、上野良一(慶大工): 従来の非線形振動論では、これに含まれる非線形が一種類の場合が多かったが、2種の非線形が含まれる場合について考察した。その一つはエネルギーの出入りに関する非線形、他の一つはエネルギーの蓄積に関する非線形である。真空管および鉄の非線形を考慮した発振器の微分方程式は

$$\ddot{x} - m_1 \dot{x} + m_2 x^3 + l_1 \dot{x} + l_2 x^3 + k = 0$$

となる。また、これに強制力が加わった場合には、右辺は $a \cos \omega t$ となる。これらの方程式を平均法を用いて解析し、上記発振器の自励振動、および基本同期振動を研究した。

第53回(6月30日)二つの発振回路の結合、森貞作(慶大工): van der Pol 形の発振器が二つ結合した回路について、両者が相互に同期した状態をしらべた。解析は平均法を用い、その結果を実験と比較したところ、大体の傾向は一致することがたしかめられた。基礎方程式はつぎのものである。

$$\begin{cases} \ddot{x} + x = \frac{6}{\omega} (1 - x^2) \dot{x} + \frac{\omega^2 - 1}{\omega^2} x - \alpha y, \\ \ddot{y} + y = \frac{k^2 \epsilon}{\omega} (1 - y^2) \dot{y} + \frac{\omega^2 - k^2}{\omega^2} y - k^2 \alpha x \end{cases}$$

アンテナ研究専門委員会

委員長 加藤安太郎 幹事 遠藤敬二

第18回(5月11日)高橋章氏(八木アンテナ)は現在、UHF 帯で使用している無線航法用 デスコーン・アンテナ、および一般通信用アンテナとしてのホイップ形、h 形、J 形、スリーブ形、ブラウン形、コーリニヤ形の各アンテナの特性を紹介し、また ST リンク用アンテナとして多段つみ重ね八木アンテナおよびパラボラ・アンテナの構造および特性について報告し、種々討論が行なわれた。

つぎに菊谷秀雄氏(芝浦工大)は損失ある媒質中におかれたアンテナの電気的特性を解明するため、起電力法を用い、長さが1波長以下の任意長の線状アンテナの入力インピーダンスの理論式を求め、その計算結果について報告をした。最後に、宇田宏氏(電波研)は円形開口面をもつオフセット・パラボラアンテナの理論解析を行ない、その開口面の照度分布および開口率を求め、設計上の諸問題について報告をした。

第82回(6月23日)松本欣二氏(静岡大)はアンテナ利得を測定する際の、送受信アンテナ間の地面反射波の影響による誤差について検討し、また従来使用している地面反射波防止用金網の効果について検討を加え、その結果、新たに反

射波補償法を提案し、それらの理論解析および測定例について報告をした。

同方法は被測定アンテナを受信アンテナとして使用し、受信アンテナを送信アンテナと、その影像アンテナとの中点に向け、受信アンテナに入る直接波と反射波を同一の大きさになるように送受信アンテナを配置し、標準アンテナと比較測定する方法である。

つぎに小郷寛氏（千葉大）はアンテナの入力インピーダンスなどの測定に使用するスプリット・パランの設計上の基本的問題について検討を行ない、測定用パランとしてはパランの外径を 0.01 波長以下、またスロットの開口角を 20° 前後に製作する必要があることを報告した。

電波伝ばん研究専門委員会

委員長 上田弘之 幹事 精谷 績

第 29 回（5 月 24 日）難波捷吾氏（KDD 研）より宇宙通信の各国の計画と題し、概説的な視察談をなされた。すなわち米国では NASA, ATT, ITT および RCA, Lockheed, GE 3 者の共同研究につき、欧州では英国の通信省、フランス、ドイツの様子につき述べ、これから研究すべき問題としては周波数の割当、衛星の軌道と数、空中線、受信機、送信管と太陽電池等の問題があるとされている。

つぎに藤木栄氏（電波研）より CCIR 専門家会議における電波伝ばん関係の諸問題と題して、フランス国カンヌ（1961 年 2 月 28 日～3 月 17 日）で開催された第 5, 10, 11 研究委員会の専門家会議につき述べられた。この会議はヨーロッパ放送会議のためのチャンネルプランを作成する必要な技術基準を準備するもので、FM 放送、VHF 並びに UHF-TV が対象になり、電波伝ばん関係としては VHF 帯および UHF 帯の電波伝ばん曲線が問題になったが、その外に FM および TV の受信アンテナの指向性並びに放送波の偏波面の直交の問題の結論が得られた。

第 30 回（6 月 22 日）CCIR 国際電界強度に関するジュネーブ会議（1961 年 4 月 19 日～21 日）についてこの会議でわが国で電界強度測法を担当した村松金也氏（電波研）と、その電界強度計算法を担当した宮憲一氏（KDD 研）によりそれぞれの立場より報告があった。すなわち電界強度測定法に関しては、測定回線、空中線、校正方法、報告形式、Time Constant および Recording の読取方法についての討議内容を報告された。また電界強度計算法については、現在行なわれている米、英、ソ、独、日の方法について比較検討されたが、(1) 種々の伝ばん上の素因と空中線指向性とを考慮すること、(2) 適用性の条件、すなわち距離の長短、Classical MU F の上下、昼夜、オーロラ通路、大円外通路などの考慮、(3) 機械計算に確実に適用できる方法、を考慮して CCIR の合成法を作ることの可能性が検討された。

つぎに田尾一彦氏（電波研）より F 層散乱と Spread F との関連性についてと題し、IGY 期間中極東および南米で実施されたいくつかの実験結果から F 層散乱と Spread F との出現時間との間に密接な関連があることを述べ、F 層散乱に対する反射機構として F 領域における地球磁界に沿う 500～1000 m の longitudinal scale, 5～10 m の transverse scale を持つ電子密度の irregularities からの散乱様形によって F 層散乱の信号強度を説明できるとし、Spread F の世界発生分布から F 層散乱のおきる地域を推定することができる。

マイクロ波伝送研究専門委員会

委員長 岩片秀雄 幹事 香西 寛

今期は 4 月、5 月を休会とし 6 月のみ 1 回会合した。6 月

の議題の予定としては (i) 可変パラメータ媒質中の電磁界の取扱、松本正君、鈴木道雄君（北大）(ii) 電磁解析における S Matrix の応用について、西田俊夫君（近畿大）、雨宮秀吉君（生野工高）の 2 件であったが (ii) は都合により取止めとなり代わりに低周波ポンピングパラメトリック増幅器の解析、岩沢宏君（神戸工業）をお願いした。当日は岩沢君が欠席のため (i) のみの発表に終わった。マイクロ波伝送として長期計画を立てるため、アンケートを出していたが会員諸氏の御協力により多数の回答が得られたことを深謝する。(i) は従来進行波パラメトリック増幅の計算は LCR を用いた分布定数線路を用いるか、電磁界理論を用いて TEM の場合について解析が行なわれて来たが、本論文ではパラメトリック励振された一般の異方性媒質を含む導波管内の源による電磁界を求める一般公式を導いたものである。

これに対して電磁界の伝ばんに対しての ϵ , μ の変化、および可逆性の問題等活発な討論がなされた。

航空電子機器研究専門委員会

委員長 岡田 実 幹事 丹羽 登、香川揚一

第 49 回（6 月 26 日）東芝 KK、小田川嘉一郎氏からレーダ用走査変換装置と題する発表があった。これは会社製の二電子銃蓄積管 M 7024 を使用して、その一方からレーダ像を書込み、他方から変換された走査で読取る方式の試作実験の報告であり、本方法と TV 撮像装置による方法との差違とか、蓄積管における容量放電形と格子制御放電形との優劣等について討論が行なわれた。

つぎに日本無線 KK 藤井英雄氏から蓄積管利用によるレーダ映像伝送と題する発表があった。これは蓄積管に蓄積されたレーダ像を低速走査で読取り、これをサンプリングによって帯域圧縮された像信号を得る方法についての実験研究であり、書込みと読取りの関連、本方法の利用方面等について討論が行なわれた。

医用電子装置研究専門委員会

委員長 阪本捷房 幹事 高木末夫

第 60 回（4 月 18 日）：杉田元直氏（一橋大）が第 4 回国際 ME 会議（1961, 7, 16～21 New York）で報告予定のヨード代謝におけるアナログ計算機の応用および他の一般代謝に関する数理と計算機の利用について講演し、計算過程における問題点と計算結果を報告した。

生体内部の現象は未知な部分が多いため、これをアナログ計算機で完全に simulate するにはパラメータがたりないが、あるパラメータを変えるとその影響が非常に大きく出るものもあるので、これによって、モデルの妥当性を検討し得る点が強調され、また動物実験との対応についての問題が討議された。

第 61 回（5 月 23 日）内山明彦氏（早大・理工）が今回試作されたエコー・カプセルの構成と性能の概要を報告し、熊野正雄氏（日本電気）が試作送受信部について、また須磨幸蔵氏（東大医）がカプセルの人体実験とその結果について述べた。

胃内部の温度測定における測定精度、測定における時間の遅れおよびアンテナとそれに関する問題点等が討議の対象となった。また pH の測定における温度変化が測定値におよぼす影響、並びに pH 用電極に関する問題につき論議が交わされた。

その他の問題点として胃の中でのカプセルの位置を人為的に希望する点に持ち来たす手段の確立がこの測定に付随した重要課題である点が、医学部関係の出席者から述べられた。

第 82 回 (6 月 20 日) 木村栄一氏 (日本医大) が操作者を transducer とする簡易心電図解析装置のために考案した yes, no 式の二進論理の採択理由並びにその要領について報告し、続いて三浦茂氏 (東芝) が試作装置の概要について講演し、再び木村氏が本装置の実用試験成績を報告した。

すなわちそれによれば、医局員、インターンおよび学生合計 12 名を解析装置の操作者として選び、心臓病患者 21 名的心電図を例題として解析を行なわせて得た結果と、先に木村氏が例題の心電図を直接観察によって診断を下した結果とをそれぞれ比較する方法により、解析装置による病名の適中率が 70 % 数であることが明らかにされた。

論理のたて方は極力中立的な立場で考えられていること、また質問の与え方および表現の方法については今後改めるべき点のあること、yes, no のボタンの押し違いをならぬかの方法によって救うための考案が必要である等の点に関し意見が交換された。なお今後の改良により適中率が一段と向上するものとの期待についても大体意見が一致した。

オートマトンと自動制御研究専門委員会

委員長 高橋秀俊 幹事 飯島泰蔵

第 23 回 (4 月 13 日) 九大の須永照雄氏によりオートマトンの代数的理論についての発表があった。内容は初めにオートマトン理論の位置づけを行なった後、オートマトンの力学的取扱方法を概説し、これを数学的理論に組立て、準群の立場から解析しようとしたものである。ついで東大工学部の南雲に氏により神経のモデルについての発表があった。内容は実際の神経における興奮現象を定量的に記述するため導かれた Hodgkin-Huxley の実験式を基にしてこれを理想化し単純化して江崎ダイオードを含む電気回路網で神経モデルを実現したものである。現象の解析は非線形理論で説明されるが、能動的、固作用、単安定、双方向的、整形作用等天然の神経の性質と非常に良く似た性質を持つことが実験的にも示された。

第 24 回 (6 月 23 日) インホームেশョン理論研究専門委員会と共催で東北大学において 23 日、24 日の 2 日間開催したが、第 1 日目を担当してまとめておく。午前中はまず岩手大の志田順一氏、東北大の菊地正氏により角形特性を持つ磁心を用いたブリセット・カウンタについての新しい回路方式の発表があった。ついで東北大の原健一氏等による電力系統特に水火力併用系統における経済的負荷配分の自動化について最適運用をするための配分計算の仕方に関する発表がなされた。そのあと午後に入りパタン認識関係の 4 つの発表があった。東北大の鈴木久喜・大泉充郎両氏により学習能力を有する音声認識の初歩的モデルとして VOCODER 分析側からの母音スペクトルを符号化したものを計算機にかけ、統計的推定と論理演算とによって認識させるプログラムが示された。電波研の鈴木誠史・中田和男両氏により音声識別実験の一つの応用として日本語による数字語の識別装置を試作し、識別実験を行なった結果が報告された。電試の猪股修二・東大の熊田衛両氏により能動的音声認識機械の教育学習過程を計算機 ETL-MR-4B でシミュレートした報告がなされた。最後に電試の飯島泰蔵氏外 2 名によりさきに報告された電試形文字読取機の改良方式として位置の変動に対して影響を受け難い新しい方式 (Sieving Method) の解説が行なわれた。各発表に対してかなり活発な討論がなされた。終了後懇親会が開かれ 9 時頃盛会裡に散会した。

磁性材料研究専門委員会

委員長 博田五六 幹事 佐藤 育

第 42 回 (5 月 25 日) タムラ製作所原進一氏は「デジタル計算機によるパルス変成器の設計」と題して発表した。パルス回路に用いる変成器は大変面倒な設計を必要とすることが知られている。Westinghouse の Lego 氏らの論文 Digital Computer Design of Pulse Transformers の抄訳を中心として話を進めた。Lego 氏らの使用した計算機は IBM 704 である。入力データ、銅線、電圧、磁束密度コアの寸法、変数、変成器パラメータ、波動インピーダンス、立上がり、立下がり、損失、出力などといったものを最初は途中まで計算し、check して具合が悪ければやり直す。最後に仕様を満足するものを得るといったやり方で電子計算機によって時間を節約する。日本の部品メーカーとしてはこのような大規模なことは行ない得ないので、この種のテクニックを電動計算機におり込むことによって比較的楽に設計を行なうことができる述べた。

第 43 回 (6 月 22 日) 国際電機渡辺昭治氏は「磁心アナログ記憶に関する一考察」と題し強磁性材料にアナログ情報を記憶させる問題について報告した。内容は高周波バイアス方式磁気記録を適当な模形から出発した簡明な数式的表現を得ようとするにある。角形ヒステリシスを平行四辺形で近似し、とがった部分を結んでできる直線から正が負の屈曲点特性なるものを考え、磁化の部分的反転を考慮することにより残留する情報を求める。この際、内外径比による情報量変化を考慮することより実測とかなりよく合う計算結果を示した。

通信研究所、倉田氏はパラメロン発振素子として 2 つのコアを一つにまとめた構造の「めがね形磁心」について、めがね形パラメトロンの磁ひずみ振動についてと題し報告した。すなわちめがね形特有の振動スペクトルはその形状に起因するもので、コアの材質によってはある程度小さいものもあるが、適当な樹脂で包むことによってほとんど消滅してしまおうと述べた。

けづって形状寸法 (面積) を変えるとスペクトルの位置と大きさが変わることや、パラヒンで dip する面積を増すことおよびパラヒン膜を少し厚くすることにより磁ひずみ振動が damp され影響がほとんど消滅することで、材質的には磁ひずみの大小は問題でなく、他の種類の雑音の方が影響が大きいと述べた。

通信方式研究専門委員会

委員長 染谷 勲 幹事 深海 規

第 10 回 国際電機研究所会議室

(1) 電力用通信回線における瞬断調査 今出重夫 (電力中研)

電力会社および電源開発専用通信網を対象として符号伝送を目的とした瞬断調査の結果報告である。瞬断の定着として Burat to Signal Time Ratio なるものを提案し、その測定方法を述べている。調査の結果は 50 ポーで誤り率は $10^{-4} \sim 10^{-8}$ 程度で、その発生原因、対策等にもふれている。

(2) 7500 Mc 帯スペース・ダイバーシティ方式実施結果 北沢仁 (電源開発)

電源開発の金剛一大山寺間のマイクロ波回線で IF の合成方式によるスペース・ダイバーシティ方式を行なった結果について述べたものである。空中線間隔は垂直に 15 m 離すことにより、フェージングによって生ずる瞬断時間の平均の 1/15 程度になし得たことを報告し、 $10 \sim 100$ ポーの信号伝送路に

十分使用できるとしている。

第 11 回 PCM 符号の伝送誤差 岩垂好裕(東大) PCM 電話伝送系に瞬時圧伸器を用いた場合について平均自乗伝送誤差評価を行ない、これに伴う最適の圧縮特性を得ること、平均自乗誤差を改善する誤り訂正符号方式を検討しようとしたものである。その結果瞬時圧伸器の使用は平均自乗伝送誤差評価の上に好ましいが、その適値は Smith により提案された値より、圧縮の程度を表わすパラメータはいくらか大きいことを指摘している。これに対し多重の場合の取り扱いはいかん、等の質問が出たが、未検討であるとの答であった。

(2) 符号変調用再生中継について 皇子幸男(通研) PCM 方式で再生を行なう中継器で、雑音、伝送のずれのために正確な位置からずれを生じますが、これには正しい時点を指定するタイミング情報をとり出す方法として、符号化信号の中から取出す自己同期再生中継について述べたものである。これに対し符号化信号の中からタイミング情報を取り出し方として、Q 回路と送り込み発振器による方法の利点、欠点および全部が負また話中の少ない場合のタイミング情報の取り出し方について討議が行なわれた。

調査・研究専門委員会の活動状況

(36 年度第 1・四半期)

	回	月・日	調 査・研 究 の 題 目	発 表 者	参加 人数
(1) 電力標準国際比較(調)委	12	4.18	(1) 12-26. UHF 帯電力標準の比較実験 (1)	川上・三浦(電波研)	12
	13	5.16	(1) 12-27. UHF 帯電力標準の比較実験 (2) (2) 13-28. 「Temperature Compensated Microwave Power Meter.」 紹介 (3) 13-29. 400 Mc 帯方向性結合器およびパレット・マウント図面 (4) 13-30. 国際比較用ミリ波電力計の改善(そのⅡ) (5) 13-31. インピーダンス法によるパレット・マウントの能率測定 (マジック T を利用した VSWR 精密測定法の応用)	川上・新井(電波研) 桜井(電 試) 柏木(安 立) 青木・船木(昭和電子) 田丸(電試)	13
	14	6.20	(1) 13-32. UHF 帯電力標準の比較実験 (3) (2) 13-33. 同上 (1)	川上・新井(電波研) 大森・相田 石毛・長塚(電 試)	11
(2) 電子計算機(研)委	82	5.25	(1) 磁気ドラム用空気浮動式磁気ヘッド (2) Golf Method について (3) メタルカードメモリ装置	喜安善市・毛利保吉 越 良輔・斎藤錦治 越沼好二 猪股修二(電 試) 熊田 衛(東 大) 大和淳二(通 研)	60
	83	6.22	(1) エサキダイオードによるパラメータ励振現象の 解析 (2) FACOM 222 について	山本達夫・岸本 晃(防衛庁) 池田敏雄・石井康雄(富士通)	20
(3) トランジスタ(研)委	78	4.25	(1) トランジスタ直結回路の温度ドリフトと超低周波 h パラメータについて (2) 位相面デルタ法によるエサキダイオード単安定回 路の解析	永田 穰 阿部善右衛門(日 立) 福井初昭・池田秀也(ソニー)	42
	79	5.23	(1) トランジスタブロッキング発振器のパルス幅とそ の変動 (2) エサキダイオード双安定回路のスイッチ特性(統 報)	中村正夫(通 研) 松島健彦・福井初昭(ソニー)	46
	80	6.20	(1) 高周波トランジスタの等価回路 (2) 対ダイオード論理回路におけるエサキダイオード の特性の許容偏差 (3) 欧米視察報告	渡辺 誠・平井 実(通 研) 伏見和郎(通 研) 西沢潤一(東北大)	46

(4) マイクロ波真空管(研)委	50	4.17	(1) 横形電界における Beam Wave の Power と Coupled Mode Form について (2) 低雑音サイクロトロンビーム管の理論と試作実験 (3) 反射形クライストロンの電子アドミタンスの直視	松尾幸人(阪大) 佐々木昭夫(神戸工) 斎藤成文(東大) 見目正道・松岡 徹(日電) 岡村修吉・大越孝敏 } (東大) 新井益夫	
	51	5.15	(1) 50 Gc 帯大出力平板ビーム多間げきクライトロン(Laddertron)の組立管の試作 (2) 飽和領域付近における進行波管の雑音について	藤沢和男・金児壮至 } (神戸大) 野中忠彦 神原満男・宇治義郎 } (通研) 川島富士男・森 好文 森本 盛	
	52	6.12	(1) けい光板を用いた電子ビームアナライザ (2) 界浸形集束電子銃の設計法について	戸田哲雄・建石昌彦(三菱電機) 平野順三(通研)	
(5) 電気音響(研)委	51	4.14	(1) 継電器のチャッタに関する研究 (2) On the Free-Field Correction for Laboratory Standard Microphones Mounted on a Semi-Infinite Rod	西口 薫(日立) 松井英一(電試)	11
	52	5.12	(1) テレビ中継電源車用 30 kVA ディーゼル発電機の騒音制御について (2) Selecting Finger の振動 (3) 通話内容の主観評価について	伊藤 毅(早大) 梶浦英男(通研) 山口善司(通研)	9
	53	6.9	(1) R-60 受話器の温度特性	田島 清(通研) 池 徹(東大)	13
(6) 回路網理論(研)委	54	5.16	(1) Active Inverter について (2) 縦振動形機械的電気共振器の製作寸法誤差による振幅特性の劣化について	柳沢 健・持丸正義(東工大) 柴山 博(東工大)	28
	55	6.13	(1) C-12 M 方式用端局装置の設計と共振器の特性 (2) C-12 M 方式用共振器の設計	矢崎銀作・飯島英雄(通研) 山本勇一・家所得寺(日電) 永田 稔・相沢清登 } (富士通) 永松武夫	37
(7) 非直線理論(研)委	52	5.12	(1) 鉄および真空管の非線形を考慮した発振器について	藤田広一・上野良一(慶大)	15
	53	6.30	(1) 二つの発振回路の結合	森 真作(慶大)	15
(8) アンテナ(研)委	61	5.11	(1) 現用の UHF 帯空中線について(その1) (2) 損失ある媒質中におかれた線状アンテナ入力インピーダンス (3) オフセット、パラボラアンテナの開口面分布および開口効率について	佐藤源貞・安倍 豊 } (八木アンテナ) 高橋 章 菊谷秀雄(芝浦工大) 虫明康人(東北大) 守田 宏(電波研)	20
	62	6.23	(1) アンテナ利得測定における地面反射波の影響とその除去対策 (2) アンテナ測定のスプリッドバランスについて	松本欣二(静岡大) 小郷 寛・加藤徳治(千葉大)	30
(9) 電波伝ば(研)委	29	5.24	(1) 欧米視察団「宇宙通信」に関する各国の計画 (2) CCIR 専門家会議における電波伝ば関係の諸問題	難波捷吾(国際電電) 藤木 栄(電波研)	36
	30	6.22	(1) 電界強度に関する CCIR ジュネーブ会議報告 1. 電界強度測定法 2. 電界強度計算法 (2) F 層散乱と Spread との関連性について	村松金也(電波研) 宮 憲(国際電電) 田口一彦(電波研)	45

(10) 波(研) 伝(委) 送(委) 送(委)	55	6.20	(1) 可変パラメータ媒質中の電磁界の取扱い	松本 正・鈴木道雄 (北大)	10
(11) 航(研) 空(委) 電(委) 子(委) 機(委) 器(委)	49	6.26	(1) レーダ用走査変換装置 (2) 蓄積管利用によるレーダ映像伝送	中山良明・吉田 孝 小田川嘉一郎 藤井英二・田中宗雄 佐藤禎司・森 英忠 居石義隆 大内清吾・藤井英雄 篠田純一 (日本無線)	24
(12) 医(研) 用(委) 電(委) 子(委) 装(委) 置(委) (研) 委	60	4.18	(1) Isotope Kinetics におけるアナログ計算機の応用	杉田元宜 (一ツ橋大) 福田信男 (放射線研) 小川康男 (明 大)	20
	61	5.23	(1) 医用エコーカプセルについて	南雲仁一 (東 大) 内山明彦 (早 大) 木本誠二・綿貫 詰 (東 大) 須磨幸蔵 大内淳義・熊野正雄 (日 電) 渡辺 弘	55
	62	6.20	(1) 簡易心電図解析装置	木村栄一 王生倉 裕 (日医大) 三浦 茂・岩井喜典 (東 芝)	28
(13) 自(研) 動(委) 制(委) 御(委) マ(委) ト(委) ン(委) と(委) 委	23	4.13	(1) オートマトンの代数的理論 (2) 神経のモデルについて	須永照雄 (九 大) 南雲仁一 (東 大)	21
	24	6.23 6.24 (於東北)	(1) 数字語識別の実験 (2) 能動的音声認識機械の教育学習過程のシミュレーションについて (3) Sieving Method による文字読取り方式 (4) Minsky の Turing Machine について	鈴木誠史・中田和男 (電波研) 猪股修二 (電 試) 熊田 衛 (東 大) 飯島泰蔵・奥村芳己 (電 試) 桑原京子 池野信一 (通 研)	28
(14) イン(研) ホ(委) メ(委) ー(委) シ(委) ョ(委) ン(委) 理(委) 論(委) (研) 委	83	5.12	(1) トラフィックの研究の動向について	雁部頼一 (通 研)	18
	84	6.23 6.24 (於東北)	(1) 磁心トランジスタプリセットカウンタについて (2) 電力系統における経済的負荷配分の自動化に関する考察 (3) 学習能力を有する音声認識のプログラム (4) SSB 無線電話におけるブリエンファシスの効果 (5) 音声品質を支配する基本周波数要素について (6) 電子計算機による母音のピッチおよびホルマント抽出 (7) 忘却の一つのモデル (8) 送関数が加法定理を満足する関数系の取扱いについて (9) 宮川の多次元標本化定理の応用 (IV)	志田純一 (岩手大) 菊地 正 (東北大) 原 健一・木村正行 本多波雄・大泉充郎 (東北大) 鈴木久喜・大泉充郎 (東北大) 鶴岡 泰・安達定雄 (国際電電) 越川常治 (通 研) 藤崎博也 (東 大) 桂 重俊・遠藤恵子 (東北大) 野口正一・高橋 理 (東北大) 大泉充郎 笹川量男 (笹川応研)	28
(15) 磁(研) 性(委) 材(委) 料(委) (研) 委	42	5.25	(1) デジタル計算機によるパルストランスの設計について	原 健一 (タムラ製)	16
	43	6.22	(1) 磁心アナログ記憶に関する一考察 (2) めがね形パラメトロンの磁ひずみ振動について	渡辺昭治 (国際電電) 倉田 是 (通 研)	10

(16) 超 音 波 (研) 委	124	4.24	(1) 水中超音波用反射体について (2) 受信波形の時間率統計によるエコー信号の検出について (3) エコー信号エネルギーの積分による S/N の改善について	渡辺良志 (防衛庁) 新保 勇 (防衛庁) 新保 勇 (防衛庁)	26
	125	5.19	(1) 加重時磁ひずみ特性の装現式とそれによる大振幅磁ひずみ振動の考察 (2) 超音波周波数における金属材料の機械的 Q の測定	菊池喜充・清水 洋 (東北大) 森 栄司・津田米雄 (東工大) 中田静馬 (電電公社)	26
	126	6.10	(1) テーパ状共振子を有するランジュバン形振動子の設計 (2) 火花放電による音響波速の発生法	芳賀正浩 (日 立) 菊池喜充・柴山乾夫 } (東北大) 佐藤東八	20
(17) 通 信 方 式 (研) 委	10	4.18	(1) 電力用通信における瞬断調査について (2) 7500 Mc 帯スペースダイバシチ方式実施結果	今出重夫 (電力中研) 北沢 仁・鈴木英男 (電源開発) 松永久雄 (東 芝)	20
	11	6.20	(1) PCM 符号の伝送誤差 (2) 符号変調用再生中継について	滝 保夫・岩垂好裕 (東 大) 星子幸男・荒谷孝夫 } (通 研) 大川康忠義	40
(18) 信 頼 性 (研) 品 管 理 委	10	4.24	(1) 信頼度向上に関する一方法 (2) 伝送機器用回路部品の障害について	佐々本正文 (防衛大) 高原 靖・竹田慶治 } (通 研) 井上俊明	21
	11	6.21	(1) 電電公社における物品の購入検査	山本太郎 (電電公社)	27

電気通信学会雑誌

本誌名金文字入・美麗装幀

専用合本ファイル

36 年度前期，後期各 6 冊つづり (厚さ 40 ミリ)

- 貴方の書棚を飾る美しい外観
- 穴もあけず棚も使わず合本ができる
- 冊誌を傷めず保存できる
- 中のいづれでも取外しが簡易にできる
- 製本費がはぶける………

売 価 1 部 120 円

送 料 1 部 50 円



申込先 電 気 通 信 学 会 東京都千代田区富士見町2の8
振替口座東京 35300番

海 外 論 文 紹 介

一部相関を有する雑音間の周波数差

G. Galejs : "Frequency Difference Between Two Partially Correlated Noise Channel", Trans. I.R.E. **IT-7**, 2, p 72, (April 1961). 水町 守志訳 [資料番号 5492]

二つのガウス雑音の瞬時周波数差の分布関係を求める近似法の一つとして、雑音間に一部相関があると仮定した場合の解析が行なわれている。

ガウス雑音の位相の時間二次微分の確率密度関数 $w(\dot{\phi})$ は、Rice の手法 (BSTJ, 23) を応用して求められる。ガウス形、矩形、および二次同調形波器についての密度関数が 図 1 の

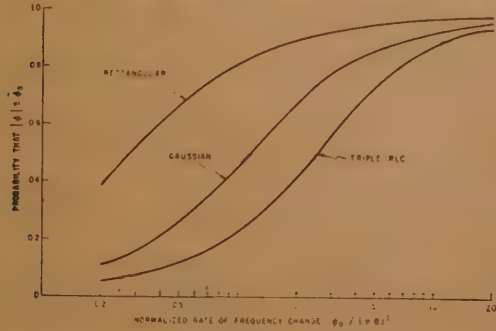


図 1 周波数変化の確立

ごとく求められている。

一般に

$$\Delta\dot{\phi} = \tau\dot{\phi} + 0(\tau^2)$$

なる関係があるから

$$w(\Delta\dot{\phi}, \tau) = \frac{1}{\tau} w(\dot{\phi})$$

と表わされる。ここで、 $\dot{\phi}_0 = k(\pi B)^2 = \Delta\dot{\phi}_0/\tau$ とかけば、

$$P[|\Delta\dot{\phi}| < k(\pi B \tau)\pi B, \tau] = P[|\dot{\phi}| < \dot{\phi}_0]$$

となり、図 1 を用いて周波数分布を求めることができる。

二つの一部相関のある雑音を、図 2 のように同一特性の二つのろ波器を通り、一方が時間 τ だけ遅延してとする。この雑音間の周波数差の分布は τ を与えて上述の考え方で求められる。



図 2 二つの雑音のブロック図

同様の手法により、異なる二つのろ波器を通したと考えるろ波器の中心周波数が一致する場合および異なる場合について、 $w(\dot{\phi})$ を用いていかにして周波数差の分布の求め方が述べられている。
(秋山委員)

強い振幅制限が包絡線検波器出力での信号見落し確率および誤警報確率に与える効果

P. Bello and W. Higgins : "Effect of Hard Limiting on the Probabilities of Incorrect Dismissal and False Alarm at the Output of an Envelope Detector", Trans. I.R.E. **IT-7**, p 60, (April 1961). 小林久志訳 [資料番号 5493]

レーダにおいて CFAR を得るために、しばしばリミッタが使用される。本文は 図 1 のようなシステムの信号検出機能がリミッタの使用によっていかなる変化を受けるかという、興味ある問題について論じている。

本論文では、狭帯域ろ波器出力を取扱う際に、2 変数 Edgeworth 級数展開による近似を用いている。

まず P_{ID} (Probability of Incorrect Dismissal) を級数の形に求めてある。狭帯域ろ波器として、高 Q の単一同調回路を選んだときの計算結果が 図 2 に示されている。

図 2 の実線および点線は、それぞれリミッタ使用の場合およびリミッタ無しの場合を示している。

つぎに信号入力無しの場合の、検波器出力の確率分布関数を 2 変数 Edgeworth 級数によって与え、さらにこれを積分して P_{FA} (False Alarm Probability) を求めてある。

図 2 と同じ狭帯域ろ波器を使用した場合の、 P_{FA} の計算結

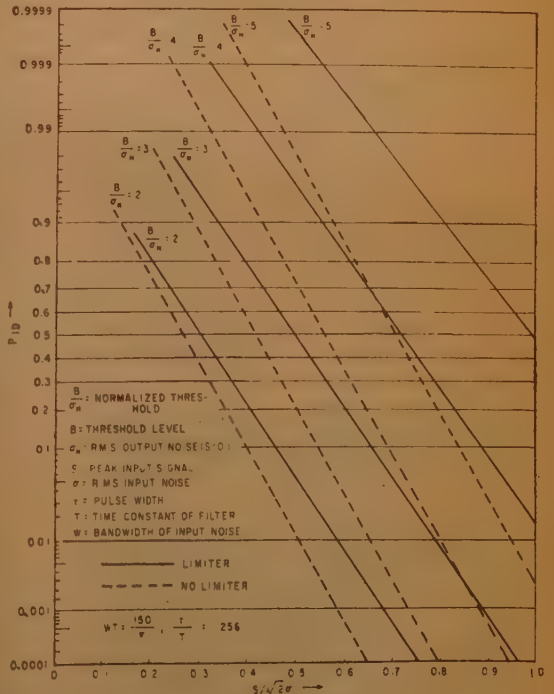


図 2

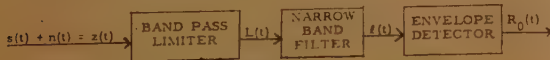


図 1

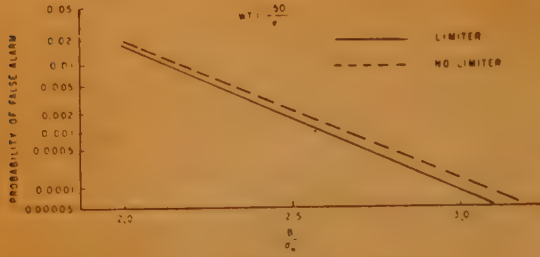


図 3

果が、図3に示されている。

同じ B/σ_N (基準化された threshold level) に対し、リミッタ使用の方が、 P_{ID} が可成り増大することが図2より得られる。しかし、この機能劣化の程度は図3との関連の下で読み取るべきである。すなわち、リミッタを用いたときに、リミッタ無しのとときより同一の B/σ_N に対する P_{FA} が減少する範囲に関しては、図2より読み取れる P_{ID} の増加の程度(言い換えれば、リミッタ使用により受ける、システムの機能劣化の程度)は、実際の劣化の上限を与えていることに注意すべきである。(秋山委員)

セラミック振動子を用いたはしご形帯域ろ波回路網に対する設計資料

C.V. Macario: "Design Data for Band-pass Ladder Filters Employing Ceramic Resonators", Electronic Engng., 33, 396, p 171, (March 1961).

柴山 博訳 [資料番号 5494]

本論文はチタネート、ジルコネート系の圧電材料からなる振動子を用いて Image parameter 法による帯域ろ波回路網を構成する方法について述べたものである。

ここで用いる振動子は図1(a)に示すような円板形のもので両面に銀めっきを施し、これを電極とし、径方向の振動を誘起させるようになっている。この円板形振動子の周波数に対する出力応答は同図(b)に示すようになる。さらに、この振動子の電気的等価回路は同図(c)のように表わされる。こ

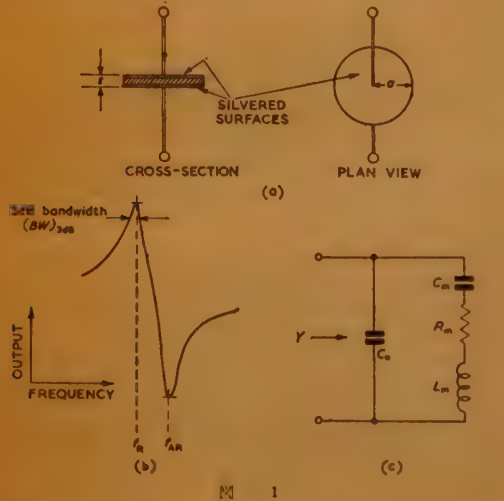


図 1

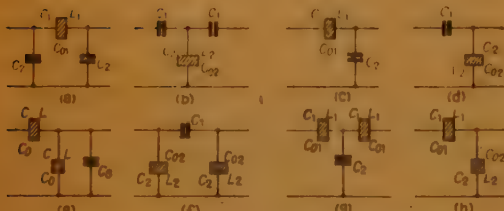


図 2

こで C_0 は制動容量であり、 C_n, L_n, R_n の直列回路はこの円板形振動子の機械的インピーダンスを電気的に換算したもので普通動インピーダンスと呼ばれている。この等価回路網は水晶振動子のそれと一致をするから、水晶振動子を用いて帯域ろ波回路網を構成するための方法とほとんど同様な方法がこの場合にも適用できるわけである。

本論文ではまず、図1に示した振動子について等価回路網表示した場合の各素子の値と、振動子の寸法および電気機械

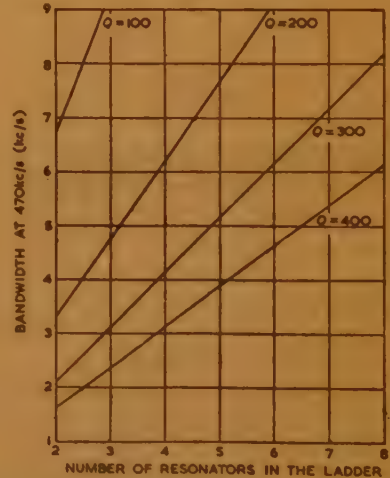


図 3

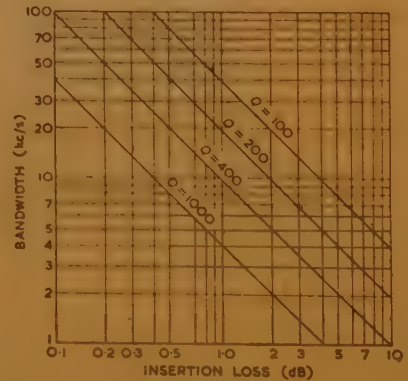


図 4

結合係数の間の関係につき簡単に説明を行なっている。

つぎに設計の対象となるはしご形回路網について述べている。ここで使用されるはしご形帯域波回路網はいずれも振動子とコンデンサとを組み合わせたものであり、その単位区間は図 2 に示すような回路形式になっている。これらの中、通過帯域をはさむ上下の阻止帯域の有限周波数に減衰極を持つのは (e) および (h) の回路形式のものだけであり、他の回路形式のものはいずれも上または下の阻止帯域の有限周波数にのみ減衰極を持つ、非対称の減衰特性を示すものである。本論文ではこれら各種の回路形式のものについてその設

計公式が表になり一括して示されており、(g) の回路形式を採用した際の設計例が示されている。

なお、このような振動子は水晶振動子とは異なり、振動子中の損失分が無視できず、振動子本体の Q の値は 100 から 1000 位である。したがって、本論文では振動子の Q が有限であるための影響についての検討が行なわれており、 Q の値を補助変数に選んだ場合の振動子の数に対する帯域幅の関係と、区間あたりの影像挿入損失と帯域幅との関係を中心周波数 470 kc/s の場合について求めている。図 3 および図 4 はこれらの関係を示したものである。(柴山委員)

能動フィルタ素子とそのフーリエコムへの応用

F.T. May and R.A. Dandl: "Active Filter Element and Its Application to a Fourier Comb", R.S.I. 32, 4, p 387, (April 1961). 持丸正義訳 [資料番号 5495]

能動フィルタは、音声周波帯またはそれ以下の周波数において有益なものであるが、 Q を大きくすると動作が不安定になりがちである。しかし、トランジスタを用いた負帰還増幅器を基本として用いるこの論文の方法によれば、約 4 kc/s の帯域にわたり 250 程度のかなり安定な Q を持ち、かつ広範囲にわたり容易に Q を変化し得るフィルタが得られ、中心周

$$\frac{e_0}{e_1} = \frac{\gamma + P\tau_1}{P^2(\tau_1^2/\alpha) + P(\tau_1/\alpha) + 1} \quad \tau_1 = R_1 C_1, \alpha = R_f/R_1 \approx 1 \quad \gamma = \text{帰還比} \leq 1 \quad (2)$$

で表わされる。両者を比較して

$$\tau_1^2/\alpha = LC, \quad \tau_1/\alpha = RC, \quad \gamma = R/R_0, \quad \tau_1 = L/R_0$$

のごとく選ぶと、図 1 で得られる電圧の位相を反転したものが図 2 の回路を用いて得られる。このときの中心周波数 f および Q は

$$f_r = \alpha^{1/2}/2\pi\tau_1, \quad Q = \alpha^{1/2}/\gamma$$

帯域幅: γ/τ_1 中心利得: α/γ

となる。 α および γ は可変であるから中心周波数および Q が連続的に変化し得る。

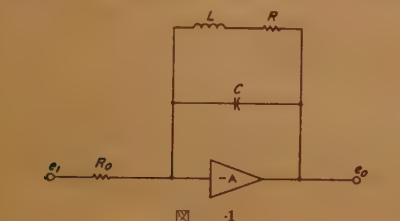


図 1

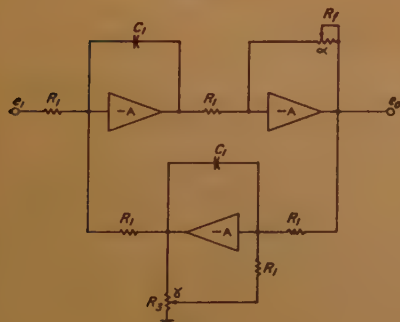


図 2

波数を 1 kc/s に選んだ場合、 Q が 1500 以上でも安定といえる程度に動作することを報じている。またこの応用として、50 c/s の方形波の S/N を改善するために、そのフーリエ成分を通過するコムフィルタを構成して信号を通過させ、その改善の程度を図示している。概要はつぎのごとくである。

図 1 のごとき回路の電圧伝送比は

$$\frac{e_0}{e_1} = \frac{R/R_0 + PL/R_0}{P^2LC + PCR + 1} \quad (1)$$

であるが、一方図 2 のごとき回路の電圧伝送比は

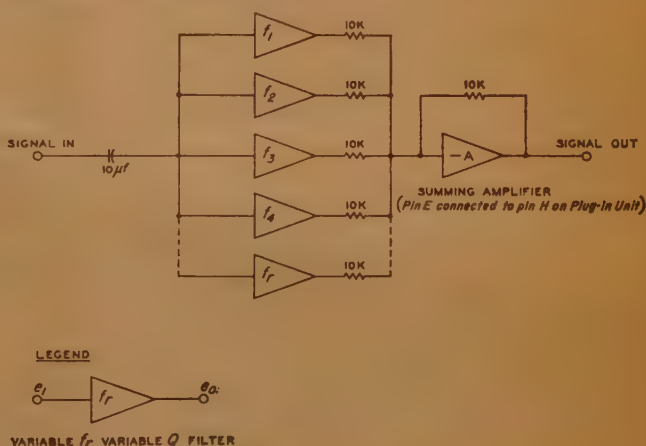


図 3

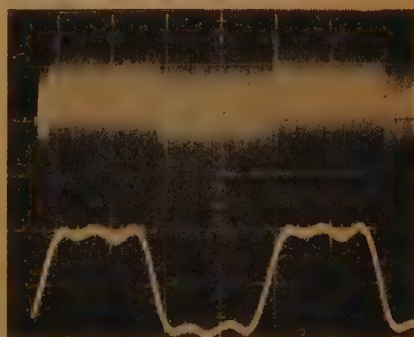


図 4

以上の回路を、帯域幅 4.5 kc/s, 電圧利得: $1400 < A < 1800$, 入力抵抗 15,000 Ω の直結増幅器を単位として構成した場合, Q が最大 250 まで変化し得るフィルタが得られる。

以上のごときフィルタの応用の一例として、実際に 図 3 のごときコムフィルタを構成している。各々のフィルタの Q お

よび利得は 100 で基本周期 50 c/s またはその高調波を通過させる。図 4 は 5 個のフィルタ素子を用いたコムフィルタを通過させた場合の対称方形波で、上は通過前の波形、下は通過後の波形を示すものであるが、 S/N 比の向上が明確に認められる。(柴山委員)

光メーザと超伝導体の研究

“Research Breakthroughs in Optical Masers and Superconductor”, Bell Lab. Rec. **39**, 3, p 83, (March 1961). 井上久遠訳 [資料番号 5496]

ベルで行なわれた二つの有意義な研究について概略が記されているが、詳しくは Phys. Rev. Lett. の今年 2 月号の第 1 版に記されている。なお本抄録はそのうち光メーザの項のみをとりあげる。ガス放電による光メーザである。

A. Javan その他は、Ne-He の混合気体のガス放電によって、連続的に作用する光メーザに成功した。高出力のランプによる励起に比べて、少出力の放電で進む。波長は近赤外である。

出力ビームのライン幅は、ルビーによる光メーザを含めたいかなる他の光源よりも 10 万倍狭く、また方向性も非常によく、 $1'$ 以下である。

通常のネオン・チューブで放電させて、He 原子を非常に高い位置にあるメタステブルレベルに励起する。Ne 原子はこの励起状態にある He 原子と衝突してエネルギーが移る。この Ne 原子は光をだして下のレベルに移るが、チューブの両端面を高反射率をもつものにしてメーザ発振をさせる。(面は出力をとりだせるように一部光を透過させる必要がある)

上のレベルが 4 つ、下のレベルが 10 本あって、うち可能な

遷移は 30 本で、波長は 11,000 Å から 12,000 Å である。必要パワは、数十ワットで、出力は 1/100 ワット程度である。結局、固体メーザが高出力であるか、パルスであるのに対し、これは出力は小さいが連続である。

現在他の混合気体の放電についても研究している。

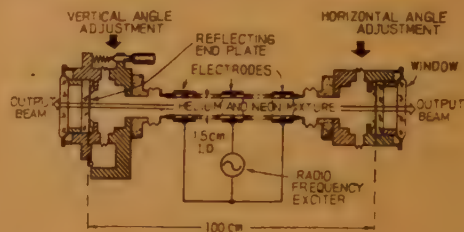


図 1

周波数が非常に高いので、通信に使用すれば、非常に多量の情報を送れるわけであるから、変調の実験も色々行なっているそうである。たとえばエレクトロ・オプティカル・デバイス (Kerr Cell) によって声による変調をしている。これで 60 kc までの周波数で広い変調がえられた。他に直進性を利用して星との通信も可能であろうし、光速測定、驚くほどの精度で分光学にも使えるであろう。(青木委員)

二重リッジ導波管内の小さな円形中心導体に対する TEM インピーダンスと交叉結合

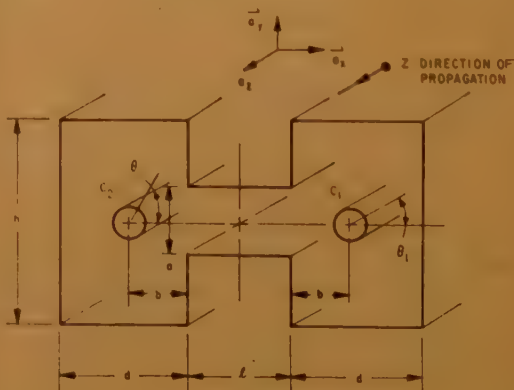
J.E. Storer & T.W. Thompson: “TEM Impedance and Cross Coupling for Small Circular Center Conductors in a Double Ridged Waveguide”, Trans. I.R.E. MTT-9, 2, p 116, (March 1961). 三原義男訳 [資料番号 5497]

航空機やミサイルで重量と空間を節約するためには、一つの導波管をいくつかの異なった伝送系に用いることが有利である。この論文では図 1 に示すような二重の導波管の中に小さな円形中心導体 C_1 , C_2 を通して、これに偶関数モードおよび奇関数モードの TEM 波を励振したときの TEM インピーダンスから両者の結合係数を導いている。そしてその理論的および実験的結果から、導波管の TE モードの外にこのような導体による TEM モードを用いることにより、一つの導波管で三つの異なった通報を伝送し得ると結論している。

理論の基礎は対称面としての垂直な面の片側だけについて理想条件の場合の中心導体のアドミタンスからその結合係数を導いている。この場合の理想条件は導体が垂直面について対称であることである。座標軸は導波管の穴の中心にとられ、二次元の問題として取り扱われる。導波管およびリッジの部分に分けた各部のポテンシャル関数 $\phi_1(x, y)$, $\phi_2(x, y)$ は、それぞれの領域で定義されるグリーン関数 $G_1(x, x_0$,

y, y_0), および $G_2(x, x_0, y, y_0)$ を用いて、つぎのごとく表わされる。

$$\phi_1(x_0, y_0) = \int_{-a/2}^{a/2} \psi(y) \left[\frac{\partial G_1}{\partial x} \right]_{x=a} dy + \int_0^{2\pi} (G_1)_{x_1, y \rightarrow c_1} I(\theta) \rho d\theta$$



ρ = CENTER CONDUCTOR RADIUS

図 1

$$\phi_s(x_0, y_0) = - \int_{-a/2}^{a/2} \psi(y) \left[\frac{\partial G_1}{\partial x} \right]_{x=0} dy$$

ただし $\psi(y) = \phi(0, y)$, $I(\theta)$ は導体表面の電流分布, ρ は中心導体の半径である。このポテンシャル関数から導かれる中心導体表面上の電位 V_0 と, $\partial\phi_1/\partial x_0$ および $\partial\phi_2/\partial x_0$ が穴のところで ($x_0=0$) 等しいということから, つぎの積分方程式を得る。

$$V_0 = \int_0^{2\pi} \left[\lim_{r_0 \rightarrow 0} (G_1)_{C1} \right] I(\theta) \rho d\theta + \int_{-a/2}^{a/2} \psi(y) \left[\frac{\partial G_1}{\partial x} \right]_{x=0} dy \quad (1)$$

$$0 = \int_0^{2\pi} \left[\frac{\partial}{\partial x_0} (G_1)_{C1} \right]_{x_0=0} I(\theta) \rho d\theta + \int_{-a/2}^{a/2} \psi(y) \left[\lim_{r_0 \rightarrow 0} \frac{\partial}{\partial x_0} \left(\frac{\partial G_1}{\partial x} + \frac{\partial G_2}{\partial x} \right) \right]_{x=0} dy \quad (2)$$

ここで η は一様平面波の特性インピーダンスである。中心導体の大地に対するアドミタンスを Y とすると,

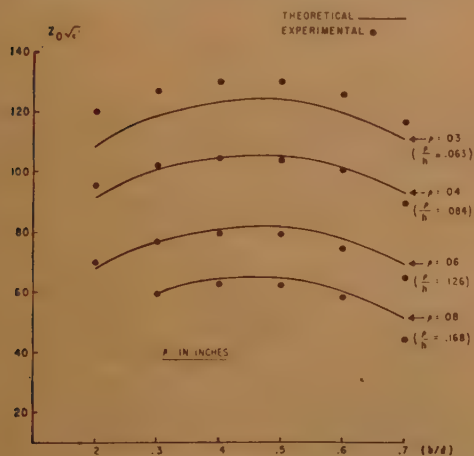


図 2

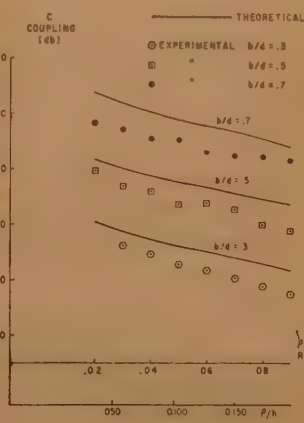


図 3

$$Y = \frac{1}{V_0} \int_0^{2\pi} I(\theta) \rho d\theta \quad (3)$$

で与えられ, 式 (1) (2) および (3) とグリーン関数の対称性から変分原理の適用によって Y の表示式が得られている。この Y を用いると結合係数 C は,

$$C = \frac{Y^o - Y^e}{Y^o + Y^e}$$

により求められる。ただし肩につけた添字 o および e はそれぞれ奇関数および偶関数モードに対するものを表す。実際の系ではモード変換の際の不連続や非対称性が存在する

が, この論文では理想導体に対する TEM モードの間の結合だけを取扱っている。具体例として表に示す寸法の場合について, 導体の特性インピーダンス $Z_C = \sqrt{Z^o Z^e}$ と結合係数 C との理論値および実験値の結果が図 2 および図 3 に示されている。

(堀内委員)

円形電界波用ミリ波分波器

E.A.J. Marcanti : "A Channel-Dropping Filter in the Millimeter Region Using Circular Electric Modes", Trans. I.R.E., MTT-9, 2, p 176, (March 1961). 飯口真一訳 [資料番号 5498]

長距離導波管通信方式においては, 35~75 kMc を数百 Mc 帯域に細分することになるであろう。また, 各中継所間には, 低損失の円形 TE_{01} 波伝送によるが, 中継所内は矩形 TE_{10} 波を用いるであろう。したがって, 分波と同時に姿態変換を低損失に行なうことができれば好都合である。この論文の分波器は, そのような用途に用いるものであって, その主要部は円形導波管と矩形導波管との間の姿態選択結合を行なう同軸 TE_{011} 波空洞である。

図 1 は, この分波器の等価回路で, 中心周波数では大部分の電力が R_a に現われ, 中心から充分離れた周波数では大部分の電力が R_b に現われる。

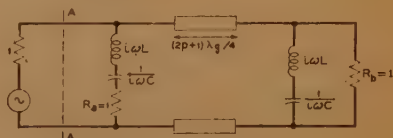


図 1

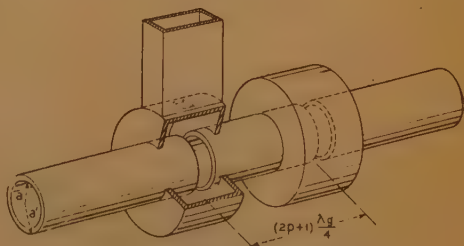


図 2 ($R_b = 1$ は $R_b = 1$ に訂正)

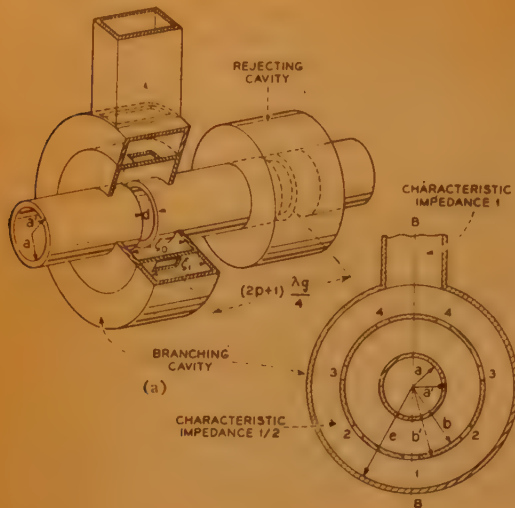


図 3

図2は不完全ではあるが、図1を円形立体回路で実現したものであり、図1の共振回路は図2の同軸 TE_{011} 空洞で具体化されている。図2における分枝空洞と、矩形導波管との間の1つの結合孔が同軸空洞の円対称性をくずし、 TE_{011} 波の共振周波数の前後に不要変態共振を起こさせる。これが図2の欠点である。この欠点は同軸空洞と矩形導波管との間の結合を図3のように分布させることにより除くことができる。図3の原理を初等的に述べると、始めに同軸空洞と矩形導波管との間の結合孔がないと考えると、矩形導波管から電力を入ると定在波が立ち、点1で磁界が極大となる。点2,3,4を点1からそれぞれ1, 2, 3管内波長の点とすれば、それらの点の磁界は点1の磁界と等しい。つぎに結合孔をあけると考えれば、同軸 TE_{011} 、 TE_{111} 、 TE_{112} が励振される可能性があるが、空洞の寸法を適当に選べば TE_{011} 波のみを発生させる。

実際には中心 56 kMc で、この分波器を銀で製造した。(図4) その測定結果は図5である。3 dB down の帯域は 185 Mc, 中心における挿入損失は 1.4 dB, 50~60 kMc にわたる return loss は 19 dB 以上であった。

また負荷 Q の測定値と中心における挿入損失の測定値より空洞の無負荷 Q を求めると、分枝空洞の Q は 2420, 阻止空洞の Q は 4090 であった。これらの空洞の無負荷 Q の理論値は 6400 である。ちなみに銀製の矩形 TE_{101} 空洞の無負荷 Q の測定値は波長 5.4 mm で 1000 であった。



図 4

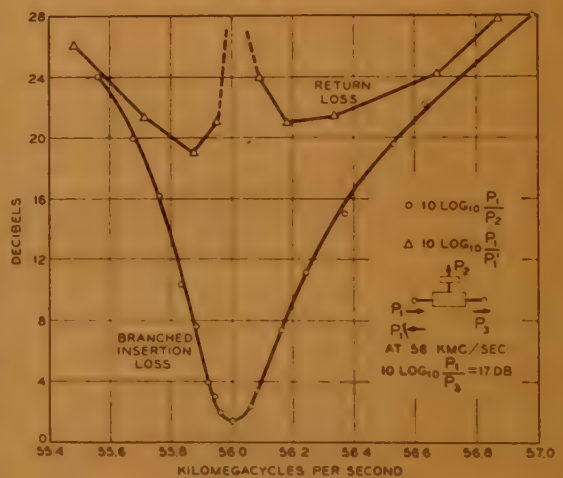


図 5

(野田委員)

ミリ波およびサブミリ波帯用の共振器

W. Culshaw: "Resonators for Millimeter and Submillimeter Wavelengths", Trans. I.R.E. MTT-9, 2, p 135, (March 1961). 横葉 実訳 [資料番号 5499]

波長が 1 mm 以下になると、 TE_{01} モードを用いた通常の空洞共振器ではその大きさが非常に小さくなり、 Q の値も低下するので新しい形の共振器が必要となる。その共振器の1つは図1に示すように平行な反射板を用いた共振器である。この反射板には結合孔があいており、また板の面は非常に平滑でなければならない。この形の共振器の反射板の間隔を 25 mm としたときの無負荷の Q の値は表1のようであり、通常の空洞共振器で得られる値より非常に高い。しかし

この形の共振器は空洞中の電界が一部分に集中していないの

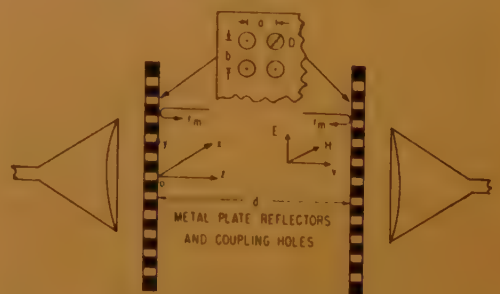


図1 ミリ波 Fabry-Perot 干渉計。

表 1 反射板間隔 25 mm のときの計算値
(導電率 $6,139 \times 10^7$ MHOS/M)

$\lambda_{\text{波長}}$	n	R	Q_0
3.125	16	0.99917	60,300
2.0	25	0.99896	75,300
1.0	50	0.99852	106,500
0.5	100	0.99792	150,000
0.1	500	0.99533	333,900

で、電子と電界との相互作用を利用する研究には余り適さない。そこで図 2 に示すような円筒形または球形の反射板と焦

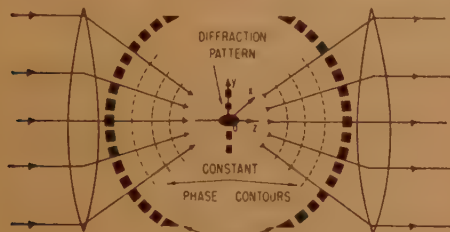


図 2 Focused Fabry-Perot 干渉計。

点の近くに電界を集中させるためのレンズを用いた共振器が考えられた。この形の共振器は光メーザに有用であり、また非常に短いミリ波にも用いられるであろう。しかし焦点の近くにおいても電界は数波長の広がりがあるので、この形の共振器は電子の集群に用いたりするには余り適当でない。つぎに図 3 のように 2 つの円すいと 1 つの球とを境界面とする空洞共振器が考えられた。この円すいの 2 つの頂点の間に高周波電圧を加えると、電気力線は子午線と一致し、磁力線は円すいの軸と同軸の円になる TEM モードが発生する。この

共振器の無負荷の Q および並列インピーダンス Z_i は図 4 に示すように円すいの角 ψ により変化する。共振器の直径 20 mm, $\lambda=1$ mm, 共振の次数 $n=41$ のとき Q の値は 16,000, Z_i は 75,000~100,000 Ω になる。また、この形の共振器の高次モードの共振についても考察し、あまり問題がないことが示されている。

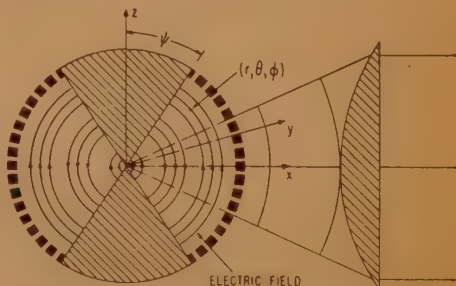


図 3 2 つの円すいと 1 つの球を境界面とした
空洞共振器およびその TEM モード

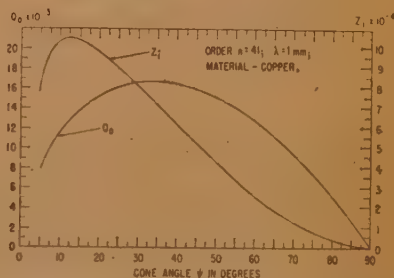


図 4 図 3 の共振器の無負荷 Q および並列インピーダンス
(野田委員)

シリコン・メサダイオードを用いた低雑音 X バンド・パラメトリック増幅器

R.D. Weglein and F. Keywell: "A Low-Noise X-Band Parametric Amplifier Using a Silicon Mesa Diode", Trans. I.R.E. MTT-9, 1, p 39, (Jan. 1961). 大井幸一訳 [資料番号 5500]

当論文はシリコンメサ可変容量ダイオードの開発とマイクロ波の高いところでの低雑音増幅を得る可能性の研究を要約したものである。5V 以上の全許容電圧振幅でゼロバイアス時のシャ断周波数は 70 kMc (最大逆バイアス時の 140 Mc に相当する) が得られたと述べ、周波数 8.5 kMc, 17 dB 利得で帯域幅 50 Mc, radiometer noise temperature 130°K のものができ、増幅器全体で 6 dB 感度が良くなったと述べている。ゼロバイアス時のメサダイオードのシャ断周波数を求める式をあげ、約 3 ミクロンの拡散長、 $10^{-3} \Omega\text{-cm}$ の比抵抗のシリコン母材で直径 8×10^{-4} インチのメサを作り、図 1 に示すように測定値との比較をしている。○、* 印は測定値であって、●印は 100 kc で測定した容量と順方向に大きな電流を流したときの電圧-電流特性によるダイオードの抵抗を用いた場合のゼロバイアスシャ断周波数であり、* 印は 9 kMc の値である。これは計算値の 30%にあたる。図 2 はダイオ-

ドの電圧と容量の関係である。(これは 100 kc にて測定したも

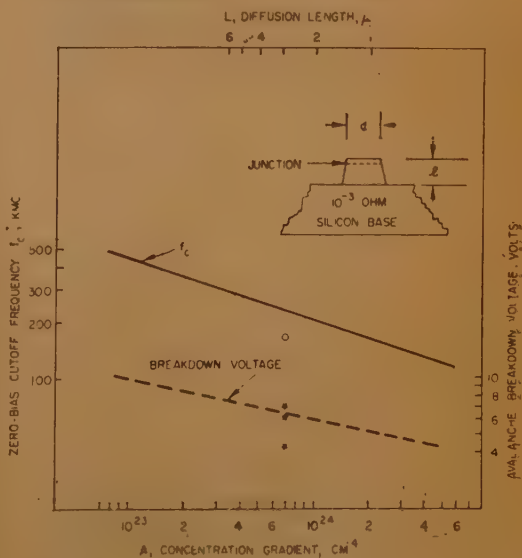


図 1

の) 図3は実験に用いたダイオードの静特性を示している。

さらに Figure of Merit および Pump に必要な電力の式を与え、さらに増加設計の場合はできるだけ Q の高いダイオードとそれに適する回路を用いるべきである。

ダイオードの正確なパラメータを考慮すべきであり、分かれぬ場合には十分に融通性を持たせることが特に重要であると述べて、ダイオードの自己共振周波数、空洞の特性アドミタ

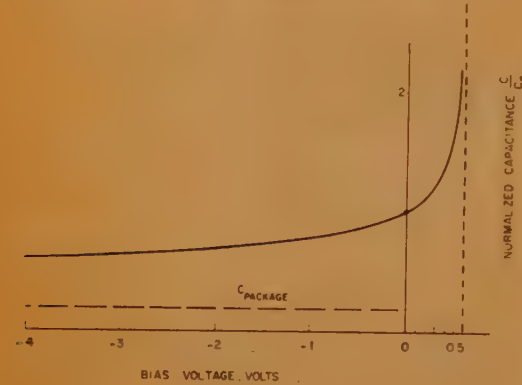


図 2

ンスとダイオードの平均容量サセプタンスの比、並びに信号等に対する空洞の大きさも考えるべきであると言っている。

そして、シリコンメサ可変容量ダイオードは十分利用し得るものである。また用いるダイオードの特性を正確に知ることが最適動作を得るために必要である。したがって、進行波パラメトリック増幅器等の場合には、特性のそろったダイオード(しゃ断周波数はもちろんのこと、容量-電圧特性についても)を用いることが最も重要であるとしている。

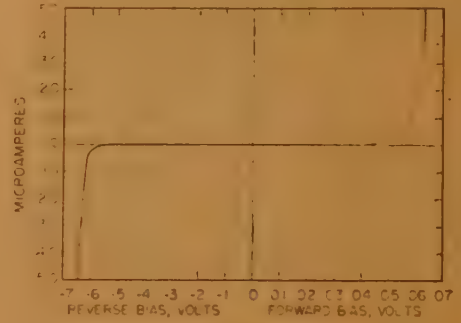


図 3

(小原委員)

マイクロ波用可変容量ダイオードの特性決定

S. T. Eng.: "Characterization of Microwave Variable Capacitance Diodes", Trans. I. R.E. MTT-9, 1, p 11, (Jan. 1961). 堀江重俊氏 [資料番号 5501]

マイクロ波用可変容量ダイオードは低雑音装置、マイクロ波計算機、高調波発生器等に広く応用されだしたが、その特性の決定は容易ではない。そこで、おもにマイクロ波における特性の測定法について検討し、実験結果を比較している。重要かつ必要なダイオードのパラメータとして提案する量は降伏電圧、0 バイアスにおける容量、バイアスによる容量の変化の正確な値(これより非線形係数が算出される)カットオフ周波数または特定の周波数における Q 値、逆バイアスにおける動的抵抗(ダイオードは低周波で使用することもあるので)である。

ダイオードの Q の測定は容易ではない。ダイオードの Q は

$$Q = \frac{1}{\omega R_s C_T} = \frac{f_c}{f}$$

で定義されている。ここで C_T は変容量、 R_s は直列に入る抵抗、 f_c はカットオフ周波数として定義されている。3つの Q の測定法について考察し、実験結果と共に比較を行っている。その測定法は、

- (a) 一般的な四端子変換法、(b) 空洞共振法、
- (c) 簡単化した正規化回路変換法

である。
第1の方法ではマイクロ波で測定を行なう素子に対して、伝送線路に一般的四端子変換法を用い、四端子回路の決定にはダイオードの動作範囲の代わりに、開放、短絡回路および標準インピーダンスを利用する。測定回路は図1に示すもの

で、測定の結果、図2のごとき L の入った等価回路を提案

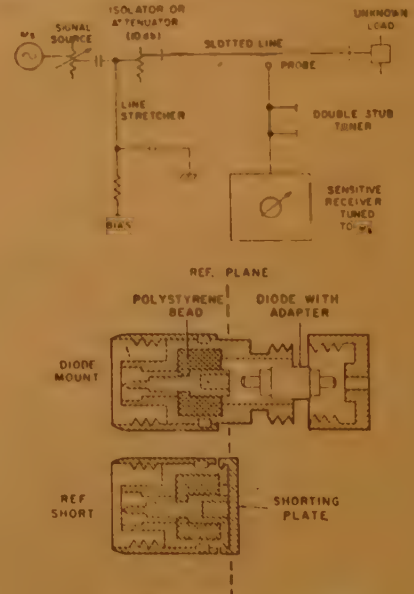


図 1 高定在波比を測定するための回路

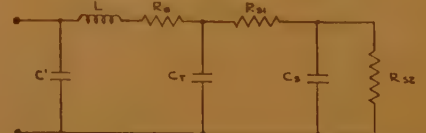


図 2 金ボンド・ゲルマニウムダイオードの高周波および低いマイクロ波領域において提案している等価回路

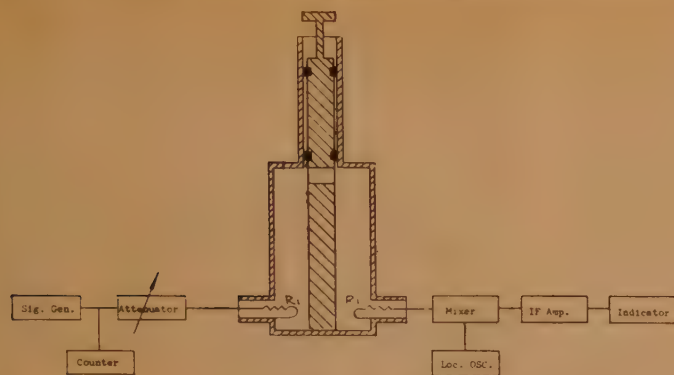


図3 空洞共振法で使用する測定回路図

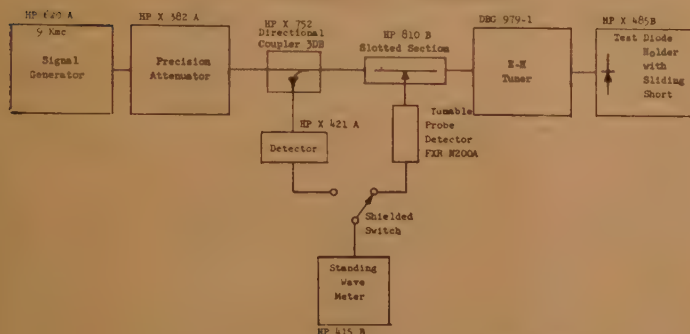


図4 第3の方法に対して X-Band で使用される測定回路構成図

マイクロ波可変電力分配器

D. Milanovic: "Un Diviseur Variable de Puissance Hyperfréquence", L'onde Élect. **41**, 407, p 180, (Fev. 1961). 相馬昭二訳 [資料番号 5502]

ハイブリッド回路とファラデー回転形サーキュレータを用いた可変電力分配器を提案し、マジック T を用いた測定結果を示してある。図1で3 dB 方向性結合器①のⅢ、Ⅳ導波管を短絡し、Ⅰ導波管へ電力 P を加えると、Ⅱ導波管への出力 P_2 とⅠ導波管への反射電力 P_1 とに分割される。導波管損失を無視すれば $\alpha = \frac{2\pi}{\lambda_g}$ として、

$$P_1 = P \cos^2[\alpha(l-x)], \quad P_2 = P \sin^2[\alpha(l-x)]$$

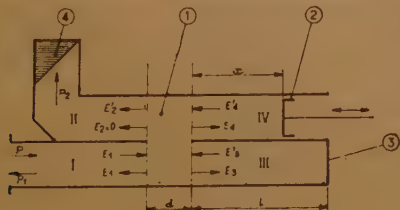


図 1

で表わされ、可動短絡板②を $\lambda_g/4$ 動かせば P_1/P_2 を0から ∞ まで任意に変えられる。反射電力 P_1 はファラデー回転形サーキュレータで分離し取り出される。大電力用の可変減衰器として用いられる。方向性結合器の代わりにマジック T を用い、短絡板の移動による電力分配の変化を 3900 Mc で測定した結果が図2である。

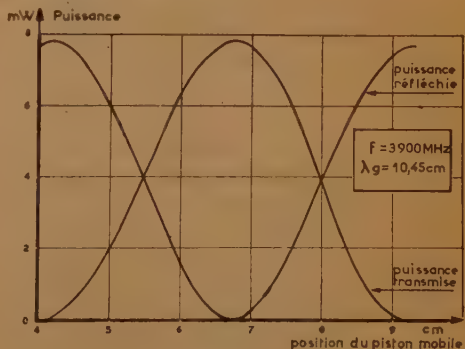


図 2

(野田委員)

低雑音アンテナの設計

R. Caldecott and W.H. Peake: "Designing Low-noise Antennas", electronics **34**, 3, p 60, (Jan. 20, 1961). 大橋啓吾訳 [資料番号 5503]

対流圏散乱通信方式とか宇宙通信方式において、低雑音の受信機の発達に伴い、その雑音源としてアンテナの雑音の問題になっている。本文はこのアンテナ雑音の解説と、このような方式に用いる受信アンテナの設計上、これをいかに考慮

すべきかを述べたものである。

このアンテナ雑音源としては、天体よりの宇宙雑音と大地等が黒体として放射する雑音のほか、電波がそのアンテナ自体を通るときその熱損によって生ずる雑音が考えられる。これらがこの方式の最終きめ手である S/N にどのようにきいて来るかを求めなければならない。この雑音量の規定には絶対温度 K (アンテナが受信機に与えると同量の雑音を与えるであろう完全終端器の温度) を用いる。まずアンテナを無損失とするときの雑音温度 T_0 は外来到来波の雑音温度の偏波成分 $T_{\theta}(\theta, \phi)$, $T_{\phi}(\theta, \phi)$ とアンテナの電力指向性 $f_{\theta}(\theta, \phi)$, $f_{\phi}(\theta, \phi)$ からこれを全方向にわたって積分することにより求められる。アンテナが実際の温度 T_G 中にあり、その熱損を α とするとアンテナ出力端における雑音温度は $T_A = \alpha T_0 - (1-\alpha) T_G$ となる。普通 $T_G \approx 300K$ であるに比し T_0 は $10K$ が平均であるから、 α が S/N に大きく響くことに注意を要する。これは給電線の減衰についてのももちろん同じであり、一般に熱損を受ける径路について同様の考えが成立つ。

つぎに、この到来雑音と到来方向の関係を調べる。上記宇宙雑音は大気層による減衰を受けるが、この関係は既知のデータより容易に推定できる。大地の影響は複雑であるが、大地面を滑かな面と粗い面とに大きく分けると、前者の場合宇宙雑音の波がその面で誘電体反射をするとし、その電力反射係数相当の減衰を受けるとして推定できる。図1に示した到来雑音と仰角の関係はこのようにして垂直偏波に対して計算して求めたもので、水平面近くで急激な上昇が目立つ。この値は X バンドの radiometer を用いた実験によっても確かめてある。なお同図の宇宙雑音 $40K$ は銀河系の中心に対する値で最大限界と考えてよい。粗い大地面はほとんど波を反射することなく、その温度の黒体として取扱うことができる。

さて実際のアンテナの性能を論じる便宜上、つぎのような理想的アンテナを仮想し、これとの S/N に関する相対値を用いる。これは開口率 $\eta_a = 100\%$ 、主ビーム以外に放射波のないものであって、その開口面積のアンテナとして到達し得る S/N の限界を示すものである。一例としてこの相対値を対流圏散乱波通信用 L バンド受信アンテナ (開口径 40 ft, $\eta_a = 50\%$) につき近似計算を行なった結果を図2に示す。ただし滑かな大地面の場合は $\epsilon = 10$ として図1の結果を用い、粗い面に対しては仰角 $\beta < 0^\circ$ では一様に $290K$ とし、いずれも宇宙雑音 $10K$ の場合である。つぎの検討例は宇宙通信の受信用アンテナのように主として

上空を向いて用いるアンテナの設計についてである。たとえば一次放射指向性を正弦の自乗形とすると、開口率最適値を与える開口角は一次放射指向性が $-10dB$ の方向であるに比し、上記の考察に基づく S/N 最適設計はこれが $-16dB$ の値となり、最大利得で設計したアンテナを用いると S/N が $3dB$ 損する計算となる。

本文には以上のほか、不連続な宇宙雑音源として太陽の影響が無視できないこと、またその影響がどの程度になるかの計算結果が示されている。

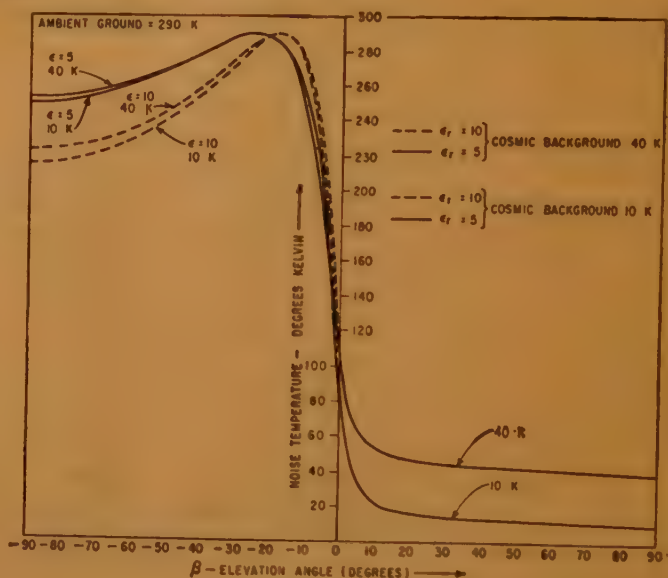


図 1

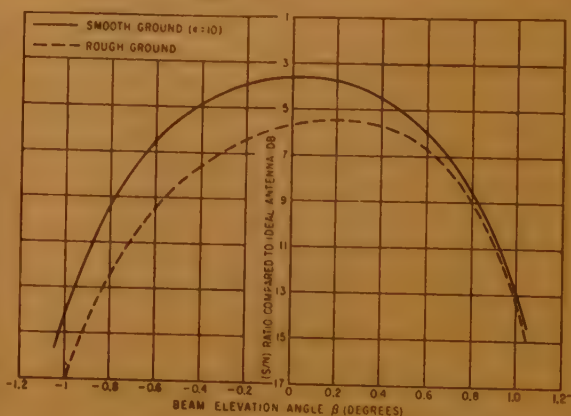


図 2

(大橋委員)

大口径アンテナの位相調整

G. Swarup, K.S. Yang: "Phase Adjustment of Large Antennas", Trans. I.R.E. AP-9, 1, p 75, (Jan. 1961). 大橋啓吾訳 [資料番号 5504]

電波天文学用はもちろんのこと、その他の目的で造られる

大口径アンテナにおいて、その各部の位相を揃えることは、これに投げられた巨額の経費に見合う性能を得るために極めて重要なことである。その位相とは、アンテナ列の場合であると合成入出力端より各素子までの電気長を、また1つの大形パラボラであると焦点より反射鏡の各反射点を経て開口面

に達する光路に沿っての電気長をさすことになる。この電気長が 1,000 波長程度になると、これを正確に測定して調整するに従来の方法ではいずれもかなり困難を伴う。つぎに説明する方法はこの問題を解決するため、新たに Stanford 大学一派によって開発された方法で、同大学の電波干渉計の調整に適用した結果、その有用性が明らかとなり、また一般にも有効な方法であるとの検討結果を述べてある。

その原理を使用例図 1 によって説明する。被測定アンテナ列の 1 素子であるパラボラアンテナの一次放射器の近傍 T_0 のところにガス放電管を置き、これを AF (たとえば 1 kc) で放電させると、RF 信号発生器から供試給電線 $T_1 \sim T_0$ を通って送られた RF 波は AM を受けて反射される。その反射波 $V_m(1+m \cos \omega_m t) \cos(\omega_s t + \theta)$ と SG 出力側から一部取出した比較波 $V_r \cos(\omega_s t + \phi)$ を図のようにして合成し、これを検波してその変調周波数成分を指示計に与える。このとき 2 乗検波すると検波電流 i_0 は

$$i_0 = G A m V_m [V_m + V_r \cos(\phi - \theta)]$$

の形となるから、比較波の取出し点を、したがってその位相 ϕ を変えるとき、 $V_r > V_m$ にしておくと $|\phi - \theta| = (2n+1)\pi/4$ の点で i_0 の零点が現われ、求むる θ の相対値が ϕ から読取れることになる。この場合給電途中の反射波等による浮遊電界は $V_r \cos(\phi - \psi)$ として上式 [] 中に加わり測定誤差となるが、 $V_r > V_r$ とすることができからその影響は小さくし得る。

この実験を行なった電波干渉計は 32 素子十字形、開口 1339 λ 、波長 $\lambda = 9.1$ cm で、各パラボラアンテナは 3×4 インチ開口のホーン励振のもので、合成入力端まで約 100 m の長さの導波管分岐系でつながっており、分枝損をいれてその減衰は 25 dB となる。このホーン開口に 4 W のけい光放電管を置くとときホーンの反射は無放電時 VSWR 1.05 が放電時に VSWR = 1.10~1.16 となるが、この装置で確かめた位相測定誤差は $\pm 4^\circ$ 以下となっている。

この位相検出装置の感度について言えば、coherent の検波器を用いれば -130 dB m の被変調電力に対してその位相が検出できるから、たとえば 10 mW 出力の S バンド SG を用いるとすれば上記ホーンから 100 フィート離れたところにある小さな放電管の反射波が検知できる。したがって、この方法によれば前記例のような線路の電気長の測定のみならず、この放電管を大きなアンテナの反射鏡面に置くことにより、そのアンテナの鏡面精度を空間の光路長差で測定できる。

この測定法の特長は、上記のように微小変調波成分の位相がかなりの精度で検知できることと、その測定が数秒の短時間で終わるため、数多くの放電管をあらかじめセットして置きこれを逐次切換えて測定するようにすれば、外周温度変化や周波数変化に伴う誤差が著しく軽減できること等であると考えられる。したがってこの方法は製造や建設の場合のほか、大形パラボラの方向変化のための回転動作中の鏡面の変形、または風圧温度変化による変形等の監視に極めて有望である。なお本文の付録には放電管の反射係数の推定計算式が示されている。

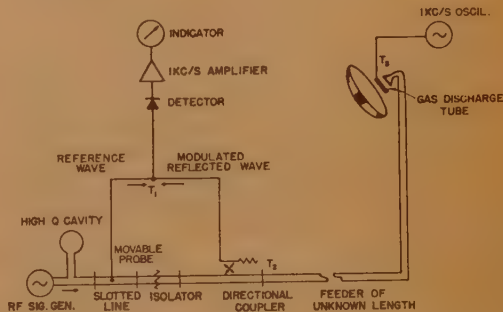


図 1

(大橋委員)

磁界が存在する場合のプラズマ内の電波伝ばん

W.P. Allis: "Propagation of Waves in a Plasma in a Magnetic Field", Trans. I.R.E. MTT-9, 1, p 79, (Jan. 1961). 田尾一彦訳 [資料番号 5505]

地球磁界が存在する場合の電離気体内における電磁波の伝ばんは、Appleton および Hartree がいわゆる Magneto-ionic Theory を誘導して以来、数多くの研究者によって研究されて来た。この論文では、やや異なった観点から Appleton-Hartree の式を再び誘導し、さらにこの理論を電子の熱運動を考慮したプラズマ媒質の場合に拡張し、その場合には正常波、異常波の電磁波以外に電子速度のオーダーを持つ第三の波が発生し得る可能性を推論している。議論の対称となっている媒質ではイオンは定常的であると仮定され、また電子と他の気体粒子との衝突は考慮してない。最初に磁界の無い場合のプラズマ内の伝ばんが述べられている。角周波数 ω 対伝ばん常数 k の図面をつくることによって電波の分散を表示し、磁界の作用しないプラズマ媒質に対してはプラズマ周波

数 $\omega_p^2 = \frac{Ne^2}{\epsilon_0 m}$ 以下では切断されるような双曲線となる。この関係は図 1 に示されている。したがって ω_p より低い周波

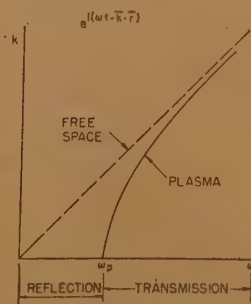


図 1 地球磁界が存在しないとした場合の k と ω の関係

である。屈折率 n はつぎの式で与えられる。

$$n^2 = \frac{c^2}{u^2} = \frac{k^2 c^2}{\omega^2} = 1 - \alpha^2 \quad (2)$$

これが地球磁界を考慮しない場合の屈折率の式である。

数の電波は電離層で反射されて大地へもどってくる。計算を簡単にするためつぎのように置く。

$$\alpha^2 = \frac{\omega_p^2}{\omega^2}, \quad \beta = \frac{\omega_s}{\omega} \quad (1)$$

ただし $\omega_s = \frac{eB}{m}$ で角ジャイロ周波数である。本論文では α^2, β の記号が用いられているが、これらは URSI の国際記号として認められている X および Y に対応するものである。

u は位相速度である。

つぎに地球磁界を考慮するとこの場合には媒質は非等方性となるから、導電率 σ はテンソル $\vec{\sigma}$ になる。誘電率テンソル K はつぎのように与えられる。

$$K = 1 + \frac{\sigma}{j\omega\epsilon_0} = \begin{vmatrix} K_T & K_H & 0 \\ -K_H & K_T & 0 \\ 0 & 0 & -K_p \end{vmatrix} \quad (3)$$

ただし $2K_T = K_r + K_l$, $2jK_H = K_r - K_l$, $K_r = 1 - \frac{\alpha^2}{1-\beta^2}$,

$K_l = 1 - \frac{\alpha^2}{1+\beta}$, $K_p = \alpha^2$ で、 K_r および K_l はそれぞれ電界の右旋円偏波および左旋円偏波に関係する成分である。平面波に対する波動方程式 $n \times (n \times E) + K \cdot E = 0$ からその係数の行列式を零と置くことによって、つぎの関係式が導かれている。

$$\tan^2 \theta = - \frac{K_p(n^2 - K_r)(n^2 - K_l)}{(n^2 - K_p)(K_T n^2 - K_r K_l)} \quad (4)$$

ここに θ は伝ばん方向と地球磁界とのなす角である。この方程式の分子を零と置くと、地球磁界 B に沿って伝ばんする二つの波の屈折率を与え、分母を零と置けば地球磁界を横切る波の屈折率を与える。すなわち

$$\begin{aligned} B \text{ に平行な伝ばん } \theta = 0 & \begin{cases} n_r^2 = K_r \\ n_l^2 = K_l \end{cases} \\ B \text{ に垂直な伝ばん } \theta = \frac{\pi}{2} & \begin{cases} n_s^2 = K_p \\ n_x^2 = K_r K_l / K_T \end{cases} \end{aligned} \quad (5)$$

式 (5) は地球磁界に平行および垂直に伝ばんする場合の Appleton-Hartree の式である。(訳者注、 K_r , K_l , K_p を α^2 , β で表示すれば $n_r^2 = 1 - \frac{\alpha^2}{1-\beta}$, $n_l^2 = 1 - \frac{\alpha^2}{1+\beta}$, $n_s^2 = \alpha^2$, $n_x^2 = 1 - \frac{\alpha^2(1-\alpha^2)}{1-\alpha^2-\beta^2}$ となり Appleton-Hartree の式と同じ表示になる) 図 1 と同じような表示をすると磁界が存在する場合には図 2 のようになる。これらの波のいずれに対しても cut off は $k=0$ あるいは $u=\infty$ で生じ、 $k=\infty$ あるいは $u=0$ で resonance を持つ。

式 (5) から導かれる cut off および resonance の条件は表のようになる。

	Cut off $u=\infty$	Resonance $u=0$
Cyclotron	$(\omega \pm \omega_B)^2 = \omega_B^2 + \omega_p^2$	$\omega^2 = \omega_B^2$
Plasma	$\omega^2 = \omega_p^2$	$\omega^2 = \omega_p^2 + \omega_B^2$

つぎに α^2 を横軸に β^2 を縦軸にした座標系をつくると、以上の四つの条件はこの図面上では三つの直線と一つの双曲線であらわされ、これらの曲線群によって $\alpha^2 - \beta^2$ 図面は八つの領域に分けられる。 n^2 は cut off あるいは resonance 線を越えるとき符号を変えるから、 n^2 は実数から虚数に変わりそれに対応する電波は伝ばんできなくなる。 α^2 および β^2 は電子密度の大きさおよび磁場の強さに比例する量であるから、これらの値の変化と cut off および resonance 線との組合せによって電波が伝ばんしたりできない領域が $\alpha^2 - \beta^2$ 図面で議論されさらに Whistler に対応する伝ばんが論ぜられている。

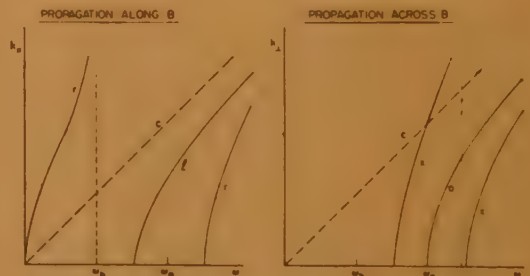


図 2 地球磁界が存在する場合の k と u の関係

最後に電子の熱運動を考慮した場合のプラズマ内の伝ばんが論ぜられているが、この場合誘電率テンソルはさらに複雑になり、屈折率 n^2 を求める方程式は n^2 に関し三次方程式となり三つの解が存在することになり、したがって三つの波面が可能になる。このうち二つは電磁波であり他の一つは電子と同程度の速度を持ち“プラズマ電子波”(plasma electron wave)と呼ばれるであろう。(柴田委員)

UHF 帯用可変同調形パラメトリック増幅器
von K. Bomhardt: "Ein durchstimmbarer Reaktanz-Geradeverstärker für das UHF-Gebiet", A.E.Ü. 15, 3, p 153, (March 1961).
中村嘉男訳 [資料番号 5506]

直接形パラメトリック増幅を UHF 帯 TV 受像機の低雑音前置増幅器として使用する場合、その帯域内で連続に同調可能であることが望ましい。広い周波数帯域にわたって連続

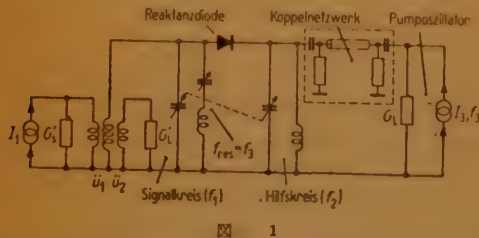


図 1

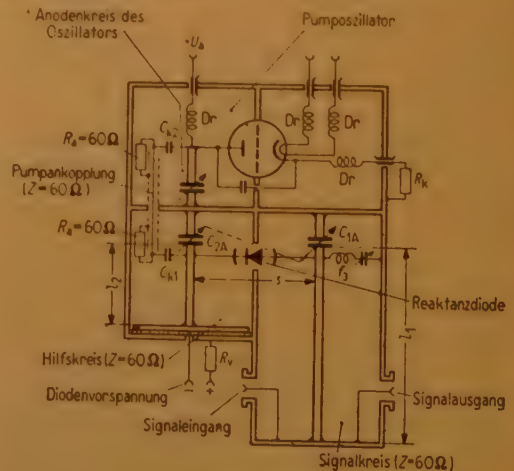


図 2

に同調をとるには、つぎの 2 つの方法が考えられる。一つはアイドラ周波数を一定にして信号と励振周波数を同方向に変えて同調する方法で、他の一つは励振周波数を一定にして信号とアイドラ周波数を逆方向に同調する方法である。後者の方法は励振周波数が不変でよいから、発振器を最適の周波数で用いることができ、励振周波数の高いときにも、真空管で励振することが容易となる。したがって、直接形増幅器としては信号とアイドラ回路を逆方向に同調する方法がすぐれている。

電気計器校正試験の誤差解析

F.L. Hermach: "An Analysis of Errors in the Calibration of Electric Instrument", A.I.E.E. Comm. & Electronics, 54, p 90, (May 1961).

岩村 衛記 [資料番号 5507]

標準器は被試験計器の 10 倍の精度 (accuracy) が必要であるというのは計器校正試験の原則であるが、精度による系列は標準器にもある。この原則は標準器にとって困難な要求となっている。本論文は計器の校正試験には定期的に校正された標準器の校正値を用い、標準器は被試験計器の不正精度 (uncertainty) の 1/3 より小さい不正精度をもつものを使用すれば、実用上充分であるという NBS での誤差評価法を実例をあげて述べている。

校正の際の誤差は一定か、あるいは微小変動する systematic error, 測定の度ごとに変わる random error および試

る。試作機はこの方法によって 480 Mc から 750 Mc まで同調できるように設計されている。信号とアイドラ回路の共振周波数は逆方向に結合された同調コンデンサによって、その和が常に 1900 Mc の一定励振周波数になるよう構成されている。図 1 に試作機の等価回路、図 2 に原理図を示している。得られた特性は、全帯域における帯域幅約 10 Mc, 通常の格子接地形三極管増幅器に対する雑音指数の改善は 4.5~2.2 倍である。(森永委員)

験手順、測定者の知識と経験で除去できる過誤とがある。はじめの 2 つが精度 (accuracy) を決定する。systematic error は定期的な校正により決定できるものと、決定できない residual とがある。後者と random error による不正精度を、測定値で標準偏差を割ったものの 3 倍に考える。すると 1000 回の測定で 3 回位誤差がこの限度を越える程度になる。また不正精度は標準器、被試験計器にそれぞれ U_1, U_2 あるとすれば総合した不正精度 U_t は $U_t = \sqrt{U_1^2 + U_2^2}$ である。既知の systematic error を E_s とすると精度 U_0 は $U_0 = |E_s| + U_t$ となる。本文では $U_s < U_0/3$ にとれば実用上十分であることを吟味している。さらに付録で 0.1 級実験所形計器、および計数形計器の校正の際の不正精度の計算の実例を示し、さらに使用者の立場から本論文への批判に対する討論がのせられている。(大森委員)

低反射とする導波管接続系の構成

P. Foldes and N. Gothard: "Synthesis of Low-Reflection Waveguide Joint Systems", Trans. I.R.E. MTT-9, 2 p 169, (March 1961).

根本俊雄記 [資料番号 5508]

導波管伝送系のフランチによる内部反射はマイクロ波広帯域通信の究極的なひずみ量を決定するものである。一組の平面フランチによる複素反射係数は、①二つの接続すべき導波管の大きさの違い、②二つの導波管の不整列、および③フランチ面の形状およびその導電度によって決まる。この内、フランチ面の形状による反射は他のものに比べてはるかに大きいことが理論および実験の結果分かった。これは二つのフランチの間げきによるもので、表面の粗さ、平面度、しめつけ圧に関係し、これらを改善すると良くなる。また、注意深く製作するとほぼ一様の複素反射係数を持つフランチができるから、フランチ間に $1/4 \lambda_g$ のスペーサを入れるとそれぞれの反射が相殺される。RG-104 導波管での実験では、有効周波数帯 (1900~2300 Mc) で平均 4.6 dB の改善がみとめられた。

フランチが一定の反射係数をもつことを利用すると導波管の簡単な構成によって入力側からみた総合反射を小さくできる。まず、同一長の導波管を接続した均一分布では、理論計算によると図 1 の実線のように最大反射係数、リプル率 (ある周波数帯における最大反射係数と平均反射

係数の比)は接続の数に比例して増してしまう。そこで、もし入力反射係数が次式で示す関数形をもつなら図 1 の点線のように望ましい特性をもつ。

$$F_N = P_{1N} = \left[\prod_{k=1}^{N/2} (1 + e^{j(\lambda g_0 / \lambda_g) e^{jk\omega}}) \right]^{1/2}$$

$$= \left[2^{N/2} \prod_{k=1}^{N/2} (1 - \cos k\omega) \right]^{1/2}$$

$$= \left[2^{N/2} \prod_{k=1}^{N/2} G(k) \right]^{1/2}; \lambda_g = \lambda_{g0}$$

$$= \left[2^{N/2} \prod_{k=1}^{N/2} (G(k) + \pi d \sin(k\omega)) \right]^{1/2}$$

$$; \lambda_g = (1+d)\lambda_{g0} \quad (\omega = 4\pi l / \lambda_g)$$

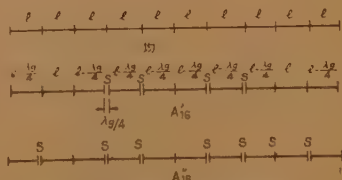


図 2 F_{10} 関数に近似の導波管構成
(S は $\lambda_g/4$ スペーサ)

この関数形となる導波管の構成法は簡単で、図 2 の A_{10}' にこの例を示す。 A_{10}'' は同一長の導波管を使うようにした A_{10}' の変形である。表 1 に均一分布

表 1

分 布	接続数	入力反射係数		入力反射係数	
		理論値	実 験 値	理論値	実 験 値
		P_M	P_{av}	P_M	P_{av}
		(%)	(%)	(%)	(%)
均 一	11	4.94	0.99	5.07	1.2
A_{10}'	11	2.70	0.77	2.50	0.76

1. 均一分布 2. F 関数分布
図 1 最大反射係数 P_M リプル率 R と導波管接続数の関係

のときと A_{10}' の構成のときの反射係数の理論値と実験値を示す。

測定にあたっては特に低反射係数を対照とするため高い方向性 (50 dB) の方向性結合器と 1 W の掃引発振器を開発し

た。これにより、0.5%の反射係数が測定可能となり、0.05%の反射係数の違いを検知することができた。

(大森委員)

雑音に埋もれた未知の信号を検出する 自己適応機能を持つる波器

C.V. Jakowatz, G.M. White: "Self-Adaptive Filter Find Unknown Signal in Noise", electronics, 34, 7, p 117, (Feb. 17, 1961). 柳沢健訳 [資料番号 5509]

この自己適応機能を持ったる波器は、ガウシアン雑音に埋もれた不規則なくりかえし信号を検出するために考えられたものである。最初装置の記憶部は探している信号の形を知らない。しかし、数回信号を受けるとその形は記憶部に記憶され、同時に以後の信号を検出できるようになる。さらに信号の形がゆっくりと変化すると自動的に記憶の内容はそれにしたがって変更される。図 1 に装置のブロックダイアグラムを示す。遅延線に接続されたコンデンサ $C_1 \sim C_n$ は入力波形の一時記憶を行なう。コンデンサ $C_1 \sim C_n$ は本装置の記憶部で過去に蓄積された内容を示す。現在の信号 $X_i(t)$ と過去の記憶 M_i は掛算器と加算回路で相関が計算され出力はスレッシュールド回路に送られる。このスレッシュールド回路はつぎのように動作する。今、外積 $\beta(t) = M \cdot X$ が過去の最大値に時間の重みを掛けたものの ρ 倍 (1 以下) より大きくなるとスイッチを動作させて記憶を更新する。これが t_i におこったとすれば新しい記憶の内容は

$$M(t_i) = \frac{\gamma M(t_i - 1) e^{-\delta(t_i - t)} + X(t_i)}{\gamma + 1}$$

となる。上式で γ は一定の重みをあらわし、 δ は忘却率で記憶回路の時定数によって定められる。このようにして記憶部

には次第に新しい内容が蓄えられていくわけである。本文には図 1 の装置を試験するためにビーム切換管を用いた任意の形の不規則な信号発生器の作り方が述べられており、さらにこれを用いた場合の結果として図 2 があげてある。これは一定期間だけ信号をいれた場合のスレッシュールドの変化と記憶の内容を示したものである。

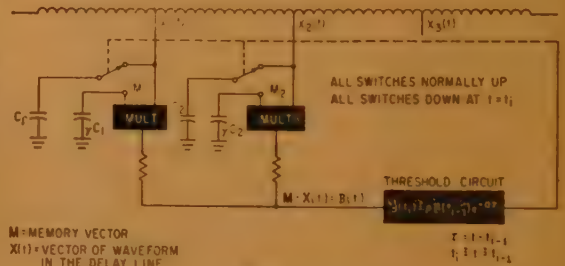


図 1

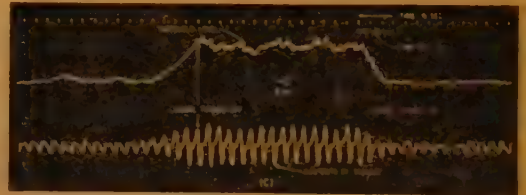


図 2

(柴山委員)

多層薄膜回路網の積み重ね設計技術

W.N. Carroll and F.F. Jenny: "Step-by-Step Design Techniques for Multilayer Thin-Film Networks", electronics 34, 20, p 90, (May 19, 1961). 山岸一雄訳 [資料番号 5510]

本論文は IBM で開発中の多層薄膜回路について述べている。著者は回路網を層化して作ると、余り価格を上げずに、寸法および重量を数桁下げることができると述べている。

多層化薄膜回路の実用化性を調査するため、6種類の Digital および Analog 回路を試作し、試験を行なった。基板は $0.6 \times 0.6 \times 0.02$ in のガラス板を使用し、回路 element はその内 0.3×0.3 in の場所につけられた。接続用導体およびコンデンサ電極としては Al を使用した。 6×10^{-8} mmHg 中で 75 \AA/sec の割合で厚さ 0.5μ に蒸着し、導体の幅は最小 0.015 in にした。抵抗材料としては Ni-Cr を使用し、最大面積抵抗が 200Ω (厚さ 150 \AA) になるように 4×10^{-8} mmHg 中で $1/2 \text{ \AA/sec}$ の割合で蒸着した。層間絶縁物およびコンデンサ element の誘電体材料としては SiO_2 を使用し、 5×10^{-8} mmHg 中で 50 \AA の割合で 1μ の厚さに蒸着した。誘電体材料としては、その他に CeF_3 を使用した。その誘電

率は約 200 であった。以上の材料を使用し、回路を図 2 の例に示す順序で製作した。図 1 の例で、完成されたときの層の厚さは最大 5μ 、また 18 層の OR-NOT 回路では 10μ であった。

皮膜間の接続は 3 mil の金線を熱圧着した。Transistor および Diode はケースなしを使用した。

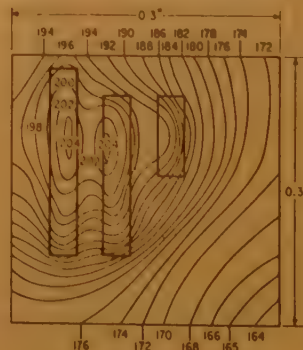


図 1

装置を小形にするには、熱の問題を解決しなければならない。図 1 の例は周囲温度 140°F 中で抵抗 element に 87 mW 負荷した場合の温度分布である。

でき上がった 6 種の回路の特性は 1 つを除いた外は不十分であった。これは内部で帰還回路を作っているのが原因で、 SiO_2 の層を厚くするとか、回路

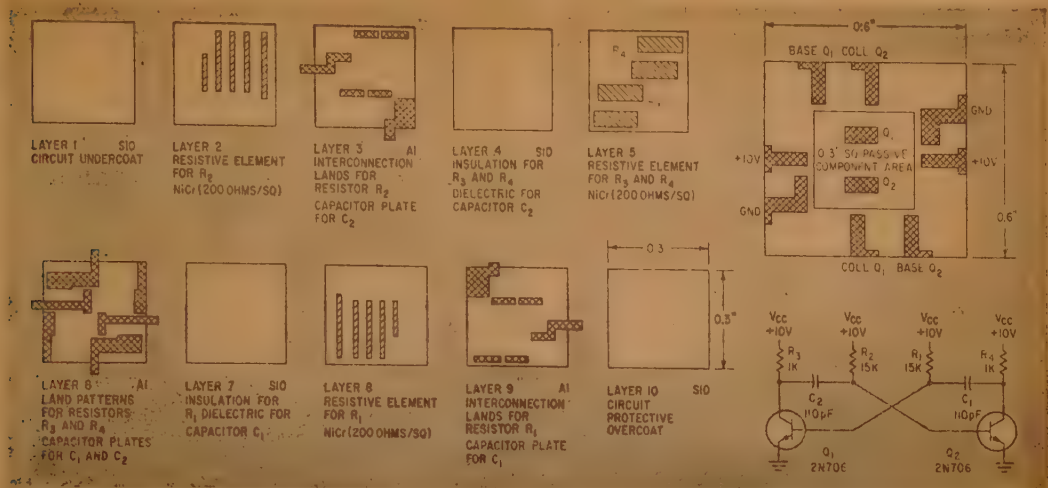


図 2

element を適当に配置して設計すれば、所期の特性になし得ることが明らかとなった。

その他抵抗 element の寿命試験結果についても発表している。それによると湿度が 50% 以下では裸でも問題ないが、高

温多湿中では NiCr/CrAu のような組合せの金層を使用するか、また保護コーティングを施す必要があると述べている。

(吉田(金)委員)

入力出力両側とも整合をとったエサキダイオード使用の 2 段カスケード接続増幅器

D. R. Hamann: "A Matched Amplifier using Two Cascaded Esaki-Diodes", I.R.E. 49, 5, p 904, (May 1961). 川島将男訳 [資料番号 5511]

単一の負性抵抗素子による二端子増幅器は、両方向伝送特性をもち、電源および負荷インピーダンスに整合しないので、設計帯域で所要利得をもち、かつ全周波数帯域で発振に対し

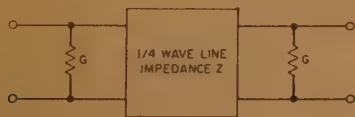


図 1

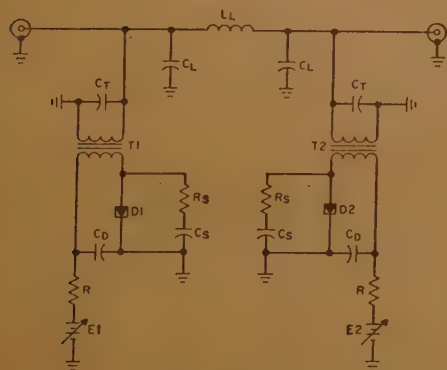


図 2

安定にすることが困難であり、また負荷から発生する雑音の増幅と反射の効果が雑音指数の低下に寄与するという不便な点がある。

比較的低い周波数帯では、この欠点を除くための一方向伝送素子も得にくい。またハイブリッド回路も全域でエサキダイオードを安定に使用できるものが実現困難であることが知られている。

本文では、図 1 に示すエサキダイオードによる 2 個のコンダクタンス G と、波動インピーダンス Z の $1/4$ 波長伝送線区間から構成され、電源および負荷に整合し、安定で雑音指数も低い負性コンダクタンス帯域増幅器を論じ、前記諸問

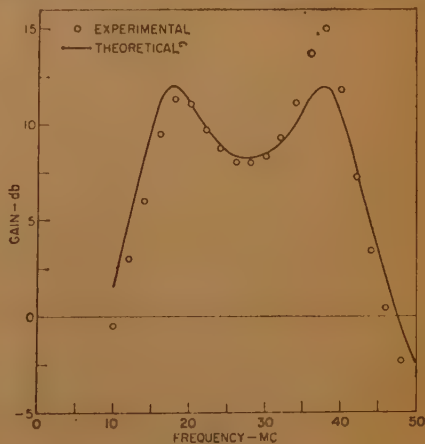


図 3

題解決の一方法を提案した。

図1の二端子対回路のマトリクスは、

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ G & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & jZ \\ jZ & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ G & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} jGZ & jZ \\ j[1/Z + G^2 Z] & jGZ \end{pmatrix} \quad (1)$$

である。規格化した二端子対の整合条件として、

$$Z = \frac{1}{1 - G^2} \quad (2)$$

このとき挿入電力利得は、

$$g = \left| \frac{1 - G}{1 + G} \right| \quad (3)$$

$G > -1$ なる値を用いると整合利得が設計周波数付近で得られ、全帯域で安定な増幅回路が実現できる。

この整合増幅器の雑音指数は、Friis の公式から、

$$F = 1 + \frac{i_1^2}{4kT_s} + \frac{1}{g} \left(\frac{i_2^2}{4kT_s} + \frac{T_L}{T_s} \right) \quad (4)$$

となり、出力側素子および負荷に起因する雑音への寄与は、利得 g が増せば軽減される。ここに i_1, i_2 はそれぞれ入力

の負性コンダクタンスの雑音電流、 T_s, T_L は電源および負荷の温度 (°K)、 k はボルツマン定数。

実験は図2の回路構成、設計周波数 30 Mc で行なった。1/4 波長線路は L_L と C_L の集中定数回路網を用いた。電源インピーダンスは 50 Ω、ダイオードコンダクタンスは $-0.0086 \text{ } \Omega$ までであったので変成器 T_1, T_2 で $-0.02 \text{ } \Omega$ に変換し、微細調整はバイアス E_1, E_2 により行なう。 R_p, C_p は T_1, T_2 の結合が悪くなる帯域外でのダイオード安定化のための負荷である。

実験結果として、30 Mc で反射減衰量 10 dB 以上の条件で 10% の帯域幅、8.9 dB の電力利得と、設計周波数 30 Mc で入出力反射減衰量 30 dB 以上を示し、負荷温度 0° の雑音指数は計算値 3.2 dB に対し 4.3 dB の実測値が得られた。この差は等価回路の素子省略のためであろう。設計周波数では両側の反射減衰量の和が増幅度の 2 倍より大きいかぎりかなり終端が狂っても発振しない。図3に図2の回路の利得、周波数特性を示す。トランスを主とする結合部の寄生リアクタンスの軽減が困難な問題だった。(吉田(金)委口)

非可逆損失を用いた進行波管回路

R.N. Carlile, S. Sensiper: "A Nonreciprocal-Loss Traveling-Wave-Tube Circuit", Trans. I.R.E. ED-7, 4, p 289, (Oct. 1960). 後藤尚久訳 [資料番号 5512]

進行波管 (TWT) の回路に損失を与えないと帰還や後進波の干渉で発振する。しかし、発振を止めるために可逆の損失を与えたものは、同じ利得と出力では、非可逆の損失のものより形状が大きくなる。この論文は中または高電力 TWT のフェライトを用いた非可逆の遅波回路について述べている。

この TWT の遅波回路は図1に示すような円板を周期的に並べ、扇形の窓で結合し、その窓は上下に交互に開いている。この回路で高周波磁界が円偏波になるところにフェライトを置き、損失を非可逆にしている。内部の電磁界を解析することは不可能であるからフェライトを挿入する場所は実験によってきめる。また、印加磁界の大きさはフェライトの飽和磁界、形状、温度等と使用周波数によってきまる。

普通のマイクロ波フェライト装置と異なって、TWT では高周波電界と電子の相互作用および電子を focus する磁界に対するフェライトの影響を小さくしなければならない。図1の回路について測定した結果を図2に示す。フェライトの印加磁界は横方向で電子を focus する磁界と直交しているが、実際には磁石を並べた構造のもので解決している。この回路では、電子と電界の相互作用のインピーダンス、位相速度、整合インピーダンス等に対するフェライトの影響は少ないが、フェライトは Ferramic R-1 で大きさは $0.290 \times 0.050 \times 0.025$ (インチ)³、 $\theta = 30^\circ$ 、印加磁界は 8.2 kMc で 2250 oe、9.7 kMc で 2850 oe であった。

またフェライトを金属中に密着したイロでは、その場所の

高周波磁界は円偏波ではないから損失は可逆になる。しかし電界は零になっているからフェライトが TWT に及ぼす影響は少なくなり、フェライトが金属に密着しているため温度上昇の心配もなくなるので、今までの損失ある金属や誘電体を用いたものよりすぐれている点がある。また、この論文では以上の回路が進行波形のパラメトリックアンプやメーザに適用できることを述べている。

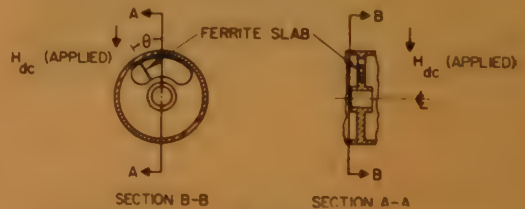


図 1

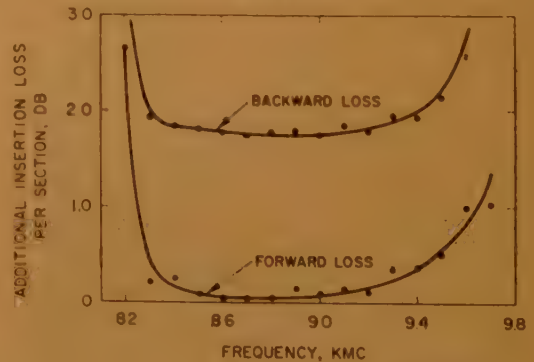


図 2

(本誌委員)

軍用無線通信装置の価格と設計の 関連について

D.C. Ports, E.E. Reinhart, J.J. Crenca and K.G. Heisler: "Military Radio Communications Equipment Cost-Design Relationships", Trans. I.R.E., CS-8, 4, p 203, (Dec 1960). 田畑晴男訳 [資料番号 5513]

方式価格(寸法, 重量, 値段)と電気的な特性(周波数, 帯域幅, 入力電力, 出力電力, アンテナ利得)との間の関係を決める方法を軍用無線通信装置を例にあげ述べている。すなわち方式の適用領域が決められたとき最も適した通信方式の選定に際して種々の資料から, 価格-設計に関するいくつかの形を分類することができる。その第一の形は方式設計の規格(周波数, 送信出力, アンテナ利得, 変調方式, 雑音指数, 等)で方式の動作特性(適用領域, 能力, 誤動作, 信頼度, 実装限界等)の測定とする方法で方式特性を比較または予測するのに用いられる。また逆に決められた動作目標に適合するよう方式を設計するときにも用いられる。第2の

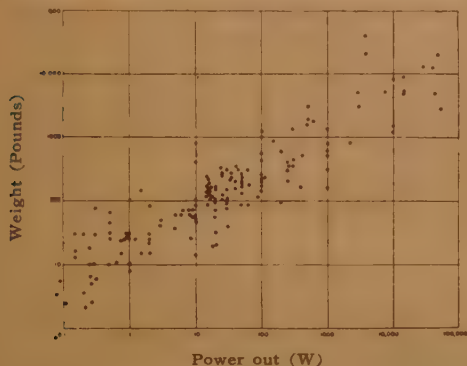


図 1

形式は方式設計の項目で価格(寸法, 重量, 創設費, 運用経費, 等)を表わす方法がある。これは異なった方式があるとき物理的または経済的に負担を軽減したいときに重要な要素となる。そして, これらの間の関連が明確にされた方式動作特性を直接方式価格に関連づけることができるとし, 価格と設計パラメータに重量と送信出力を用い図示したのが図1である。これをさらに据付の方法, 周波数帯域, 変調方式等について検討を加え, 重量と送信出力の間に可成りの相関があることを示したのち, 価格と方式設計の関連および方式設計と動作特性の関連が上に述べたように明確にされると, 価格と動作特性の曲線を述べることができる。ここでは一例として, アンテナ利得と価格の関係を, 225 Mc-400 Mc 帯域のパラボラ, アンテナについて求め, 図2に示してある。このように最も経済的な方式設計ができるとともに, 将来の研究の方向も示すことになるとしている。

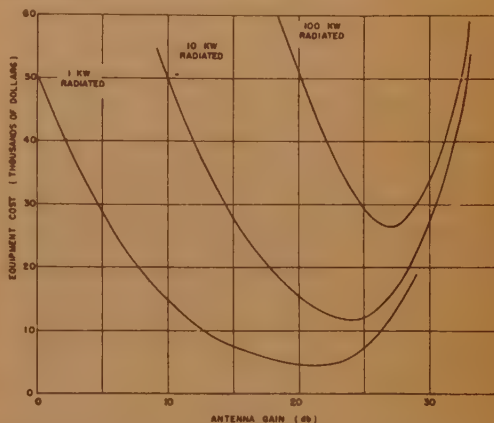


図 2

(沢田委員)

パラメトリック増幅器の雑音動作に 関するいくつかの制限

R.D. Weglein: "Some Limitations on Parametric Amplifier Noise Performance", Trans. I.R.E. MTT 8, 5, p 538, (Sept. 1960). 岡島徹訳 [資料番号 5514]

本文を大別すると, ダイオードを用いたパラメトリック増幅器の雑音を支配する限界はつぎの2要素である。一つはダイオードの Figure of Merit, K (ダイオードの Q とパラメータ励振率の積)に関するもので, パラメトリック増幅器の雑音指数を最小にするための最適な信号対アイドリング周波数比や, そのとき得られる雑音指数の値などを K の関数として求め, その計算結果が図表化されている。これに関しては本誌(海外論文紹介, 資料番号 4929)に述べてあるので省略する。

他の一つはダイオードの Figure of Merit を大きくするために必要なパラメータ励振率, 換言すれば, 最大励振電圧のスイングの範囲をどこまで大きくとれるかが種々吟味され



POS. 1- WAVEGUIDE TERMINATION
POS. 2- DIODE IN HOLDER MATCHED TO
LINE WITH E-H TUNER FOR EACH
BIAS SETTING

図 1

ている。

この解決を得るために図1のような回路構成でダイオードを流れる電流によって, ダイオードの雑音温度比がどのように変わるかを4個のシリコンメサダイオードについて測定し, 図2の結果を得ている。これより逆電流が増大すると著しく雑音温度比が上昇していることが解る。(ただし, 図2において f_0 : ダイオードのシャ断周波数, F_D : このダイオードを用いたパラメトリック増幅器の雑音指数) 一方, 順方向電流に対しては $+50 \mu A$ まで雑音温度比は増大しないという結果を得ている。これらの原因は, 順電流にもとづく雑音に

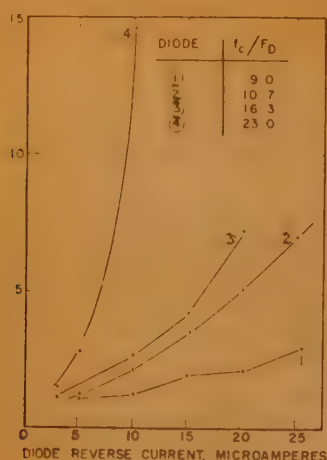


図 2

対しては単に散弾雑音とみることができるが、逆電流による雑音に対しては別の発生機構を考えねばならぬとしている。

以上はダイオードに直流電圧を加えたときの特性であるが、高周波の励振電圧を加えた場合は様子が異なってくる。この原因は高周波励振電圧のスイングの一部が順方向に加えられたときに注入された少数キャリアの生存時間が励振周波数の周期よりも長くなり得るため、励振電圧が逆になってもまだ残っており、これが逆電流として現われ、電子なだれ増倍作用を促進して大きな雑音を発生させるためだとしてい

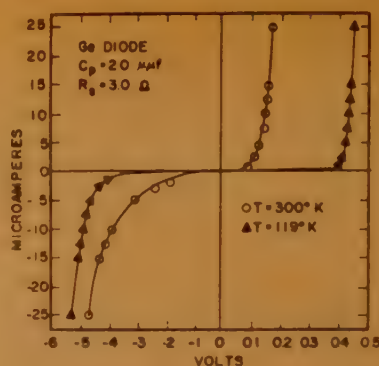


図 3

る。このように、パラメータ励振率を最大にするに必要なスイングの上限下限は用いたダイオードの熱雑音以外の特性によって支配されるが、本文では定性的な解釈だけを述べ、定量的なことには何らふれていない。

また、雑音指数改善にはダイオードを冷却することが有効だということはすでに知られているが、ここではさらに冷却によりダイオードの Figure of Merit 自体がよくなることを指適している。これは図3のダイオード電圧電流特性の温度変化よりみられるように、低温においてより大きなパラメータ励振率が得られることより解る。

(森永委員)

移動無線における運用中の特性試験

"A. Centralized Mobile Telephone Test

Panel", Trans. I.R.E. VC-10, 1, p 55, 森永

隆広訳 [資料番号 5515]

最近 450 Mc 帯の移動無線電話が実用されるに至った。450 Mc 帯では周波数精度など従来の 150 Mc 帯に比べて非常に厳格な値を要求する。本文で述べている測定器は、固定および移動局が運用中でも送信機の周波数精度、周波数偏移、送信出力をチェックできるものであり、都市の1か所に設置される。現在 45 Mc, 150 Mc, 450 Mc の移動無線および個人呼出用の 12 の固定局と 200 の移動局を試験できるようにになっている。図1は本測定器の基本的構成を示したものであり、搬送波、周波数のチェックにはデスクリミネータ出力のメータを使用する。このメータは 13 kc でフルスケールになっている。第2のメータは搬送波のレベルを測り、それにより送信出力をはかるもので、リミタの電流を流す。第3のメータは交流の直流電圧で実際の周波数偏移を読むようになっている(正弦波)過変調のときには警報がでるようになっている。また本装置は多数の移動送信機の周波数のずれを統計的に測定するようになっている。各移動局は10分について2分間モニタされ許容偏差をはずれた量が機械的にカウントされる。このような方式の採用によって保守が容易になった。

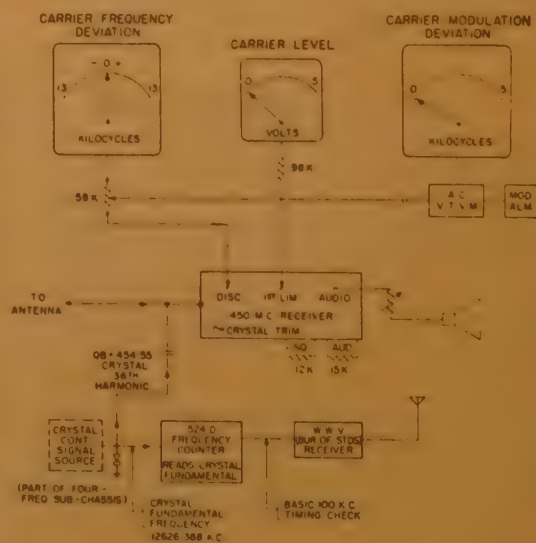


図 1 回線試験器の基本回路

(森永委員)

温度およびドーピングの関数としての InAs, GaAs における電子実効質量

M. Cardona: "Electron Effective Masses of InAs and GaAs as a Function of Temperature and Doping", Phys. Rev. **121**, 3, p 752, (Feb. 1, 1961). 沢田康次訳 [資料番号 5516]

Ge については先に実効質量が温度およびキャリア濃度と共にどのように変わるかが報告されている。ここでは GaAs と InAs について、室温と液体窒素の温度で、Faraday 効果と赤外反射の測定を行ない、それから実効質量を求めた。

Faraday 効果の測定には、石英が KBr プリズムを持つ Leiss のモノクロメータで単色光を作り、偏光子と検光子には Ge を用いた。試料は Linde A-5175 と B-5125 で研磨した。また反射率の測定には、KBr の窓を持ったクライオスタットの中に入れ、入射角 5° で行なった。

GaAs については、 $N=2.36 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ と $N=1.48 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ の試料でファラデー効果を測定した。結果は図のごとくである。エネルギーギャップに近づくと、回転角は急に増加するが、これはバンド間遷移によるものである。そこから離れると回転角は λ^2 に比例し、そのこう配から m^* が求まる。 $m^* = [e^2/8 \pi^2 C \epsilon_0]^{1/2} \lambda (BN/n\theta)^{1/2}$ である。ただし e は電荷、 C は光速、 λ は波長、 ϵ_0 は真空の誘電率、 n は反射率、 θ は単位長あたりの回転角である。これから 98°K と 297°K では $\Delta m^* = -(1 \pm 3)\%$ しか変化せず、 $N=2.36 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ の試料では $m^* = (0.083 \pm 0.005)m$ となり、 $N=1.48 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ に対しては、 $m^* = 0.067 m$ が求まった。

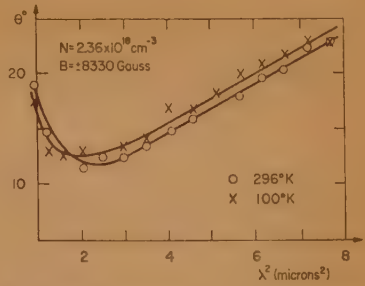


図1 波長の2乗の関数としての n 形 GaAs 試料によるファラデー回転

InAs については、 $N=4.9 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ の試料と、 $N=5.17 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ の試料で行なった。前者はファラデー効果の測定を行ない $m^* = 0.027 m$ 、後者は吸収が強いので、反射率の測定を行なって、 $\epsilon = \epsilon_i - e^2 N / \epsilon_0 \omega^2 m^*$ の関係から $m^* = (0.052 \pm 0.005) m$ を求めた。ただし ϵ は誘電率、 ϵ_i は真空に対する真性物体の誘電率である。やはり m^* の温度変化は小さいがバンド間遷移に対応する回転角は GaAs の場合と逆であり、これは伝導帯または価電子帯のいずれかの g 因子が大きな負の値を持っているものと解釈される。またキャリアの濃度と共に、実効質量が増加することは、伝導帯が放物線からずれていることで説明され、温度と共にそれほど増加しないことは、熱膨張によるバンド構造の変化と、バンドの非放物形からの寄与が逆に作用するためである。 (青木委員)

高周波バラクタ・ダイオード

C.W. Muller, R.D. Gold: "High-Frequency Varactor Diodes", RCA Rev. **21**, 4, p 547, (Dec. 1960). 喜田昭一訳 [資料番号 5517]

従来のものより高周波特性の優れたバラクタ 接合形ダイオードについて述べてある。

バラクタ・ダイオードとしては直列抵抗が低く、容量-電圧感度の高いことが必要で、その有能指数 F は

$$F = f_{co} S_c = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{rC} \frac{dC}{dV}$$

で与えられる。ここに f_{co} はダイオードのしきり断周波数、 S_c は容量-電圧感度、 r はダイオードの直列抵抗、 C は空乏層容量、 V は全障壁電位である。 f_{co} および S_c は

$$f_{co} = \frac{1}{2\pi r C_1}$$

$$S_c = \frac{C_1 - C_2}{C_1}$$

で与えられ、 C_1 および C_2 はそれぞれ -1 V および -2 V におけるダイオードの容量である。 F の値を大にするには半導体の不純物濃度が接合部より離れるほど減少する super-linear 接合が適していることがわかったので、out-diffusion の技術を用いて、このような不純物濃度を有するバラクタ・ダイオードを製作した。すなわち 2×10^{18} アンチモン原子/cc の不純物濃度を有するゲルマニウムに 900°C 、1時間の out-diffusion を行なった。out-diffusion の層の厚さは 0.2 m

ル程度である。この上に 0.5% のガリウムを含む直径 2 m

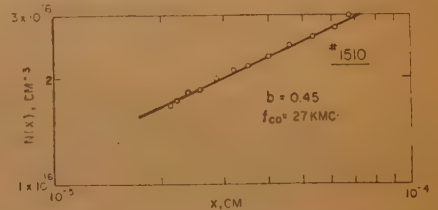


図2 バラクタ・ダイオードの不純物濃度の分布 (X は表面よりの距離)



図3 バラクタ・ダイオードの構造

表 1 同じ降伏電圧に対する out-diffusion のバクタク・ダイオードの特性に対する影響

No.	Base wafer	V_{gr} (at 1 mA)	C (pF)	r^* (ohms)	f_{co}^* (kMc)	S_c	F
out diffusion							
	-6.8×10^{16} Sb	6.5	.9	10.2	18	.21	3.8
out diffusion							
	-2.7×10^{16} Sb	7.5	1.15	.95	150	.15	22.5

* r, C, f_{co} は $-1V$ バイアスにおける値

$S_c \approx (C_1 - C_2)/C_1$, $F = f_{co} S_c$

アークによる接点の消耗

M.A.B. El-Koshairy, et. al. : "Erosion of Contacts by Arcing", P.I.E.E. Pt A. 108, 37, p 70, (Feb. 1961). 松村 弘訳 [資料番号 5518]

接点の消耗率がアーク電流と共に増加することを示し、実験式を与えている。

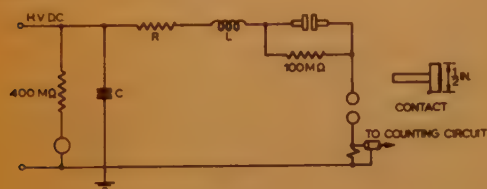


図 1

図 1 の回路で容量 c を 12 kV に充電し球間放電を起こして接点にアークを誘発させ容量 c でアーク電荷を、回路定数でアーク電流 (180~1090 Amp) を変え、約 100 μ g の消耗を与えるよう約 300 回動作させた。

図 2 は接点間げき 1mm ア

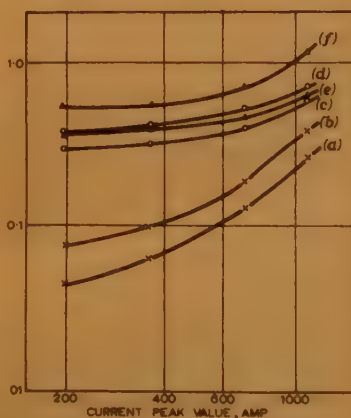


図 2

印刷電信機 T 100 の特性

C. Brader : "Eigenschaften des Fernschreibers T 100", N.T.Z. 14, 1, p 11, (Jan. 1961). 浮澤 憲一訳 [資料番号 5519]

新電機ジューメンスハルスケ・バーゴ式印刷機 T 100 は印刷電信装置・加入電信装置として 1958 年以来製作を続けている。駆動装置として遠心力ガバナ付コミュニテータモータあるいはシンクモータを使用できる。コミュニテータモータの特性は 220 V, 50 HZ において角速度変化によって起こるひずみは 50 ボーのとき 0.5% 以下であり、電圧変動 190~250 V における回転数変化は 1% である。モータ荷重の変動による

のインジウム球をのせ 300°C で合金を造らせる。このダイオードの不純物濃度分布の一例は図 1 ごときである。またダイオードは高周波での使用に適するように図 2 のように非常に小形で、リードのインダクタンスは 0.6 m μ H, 容器の容量は 0.3 pF, 容器の損失は 2 kMc で 0.15 Ω の直列抵抗と等価であった。このダイオードの特性は表 1 のごとくで、34 kMc の励振電力で 17 kMc の発振を起こさせることができた。

(森永委員)

ーク電荷 73 Mc のときの実験結果で、両電極共消耗はアーク電流と共に増加している。他方接点における熱エネルギーの関係式を検討し消耗量 m を

$$m = aQ + bt_a - c\sqrt{t_a} \quad (1)$$

で与えた。Q: 電荷, t_a : アーク時間, a, b, c 定数, bt_a はアーク柱から受ける熱放射, $c\sqrt{t_a}$ は伝導により電極から失われる熱にあたる。近似的に $Q = I \cdot t_a$ が成立するとして式 (1) は

$$m = aQ + b'Q/I - c'\sqrt{Q/I} \quad (1')$$

図 2 の Mo の結果を図 3 のごとく $1/\sqrt{I}$ に対してかき直して定数を決めると

$$m = 0.012 Q + 2.69 QI - 2.95 \sqrt{Q/I} \mu \text{gr/放電}$$

となる。Q=38 Mc に対してチェックした結果式 (1') の定数 ab'/c' は 10% 以内で一定であった。

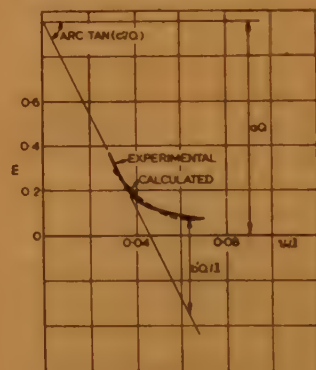


図 3

他に電極間げきの影響を示した実験結果も示されている(訳者注) 本文で検討している電流範囲は、通信用接点にくらべると大なるところであるが、新しい考え方として電流波形を考慮に入れた点に興味がある。今後通信用接点においても当然考慮すべき点である。アークに対する一般的事項については、本誌同

巻同号の 55 ページからの論文に述べてある。

(富田委員)

角速度変化は送信ひずみと受信マージンに関係する。図 1 は 75 ボーにおける例である。

a : タイムマーク (100 HZ), b : 線路電流, c : モータ電流, d : 駆動軸上の機械的荷重, e : モータ軸の角度偏差, $d\omega_{max}$: 最大減少角速度, $d\phi$: モータにより起こる最大ひずみ

最大減少角速度は約 13.5% で送信軸における最大ひずみは 1.6% である。送信は単一接点で行なわれ、平常動作状態では送信ひずみの進みと遅れは各 3% を越えない。2,800 台について測定した結果は 50 ボーにおいて平均進み 1.3% 遅れ 1.5% である。4,500 台について受信マージンを測定した結果は 50 ボーにおいて平均 45.9%・最小 44% である。

印刷はタイプバー方式である。印刷速度を上げるためにタイプバーの慣性モーメントは小さく(約 0.1 cm ps^2)設計されている。印字速度はカムによる調整装置により約 $2.5 \sim 7 \text{ m/s}$

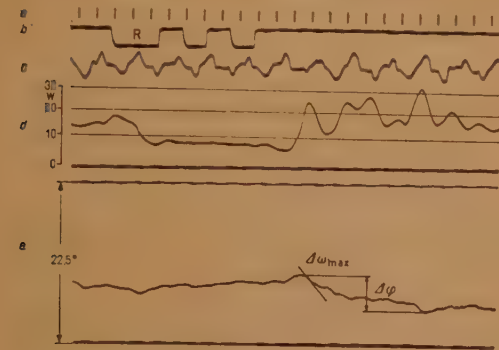


図 1

まで連続的に変えることができ紙・インクリボンの品質に適應させて使用できる。図 2 はタイプバーの時間-行程曲線である (75 ボー)。

(a) 印字行程 (b) 復帰行程 s_1 : プラテンからの距離 s_2 : 停止位置からの距離 t : タイムマーク (100 HZ)

キャリッジを復帰させるエネルギーはつる巻スプリングに貯

えられている。復帰時間は十分 2 符号長 (WS-ZI) より小さく 50 ボーのとき平均 240 ms である。この時間内にキャリッジは約 1.5 m/s の終わり速度となり、静止位置までは空気ダンパにより制動をうける。図 3 はキャリッジの復帰運動の

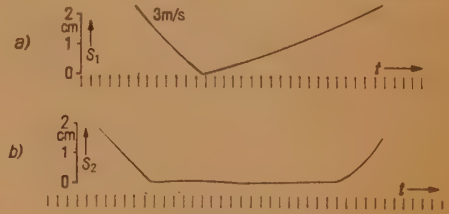


図 2



図 3

行程-時間曲線である。 s : キャリッジ行程 t : タイムマーク 1000 HZ b : 測定線間隔 (キャリッジ上のマーク) 12 mm A : 復帰開始点 B : 制動開始点 C : 静止位置。

75 ボーの際には復帰スプリングを強くし、空気ダンパの調整を新しくする必要がある。この場合の復帰時間は約 180 ms である。(川又委員)

音声スイッチ方式拡声電話機の機能設計について

W.F. Clemency, W.D. Goodale: "Functional Design of a Voice-Switched Speakerphone", B.S.T.J. 40, 3, p 649, (May 1961). 三浦宏康訳 [資料番号 5520]

Bell Laboratory では Hybrid 方式 (非音声スイッチ方式) の 1A 形拡声電話機の欠点 (talker echo, singing) を防止した 3A 形拡声電話機を実用化した。

本電話機は音声スイッチ方式を採用し、図 1 に示すとき回路構成をもつ。送話路と受話路には送話、受話の切替を行なうための可変減衰器 TVL と RVL が挿入され、音量調節器 VOL と A_e, R_e, T_e よりなる制御回路よりの直流電流で制御される。この可変減衰器は拡散形シリコンバスタが使用され TVL は 36dB, RVL は 42dB の利得制御が可能である。さらに拡声器の電圧に応じて CVL の損失を増加する直流電流を作り出す Switch guard 回路と雑音による制御直流電流を作り出す NOGAD 回路が設けてある。

すなわち、room noise のある部屋で送話すると、NOGAD からの直流電流により CVL の損失が増し TVL, RVL を制御する電流は小さいが 音声はその変動のため NOGAD にかかわらず送話路を充分保持する。

また、線路雑音と室内雑音が存在するときは、NOGAD と Switch guard の双方が CVL を流れる直流電流を生じその損失が増すため、雑音その他による受話阻止を防止する。

さらに受話時に送話すると、switch guard から CVL に供給された直流電流と送話音声による A_M の出力電圧が CVL で比較され大きい方に切替えられる。

上記のごとき可変減衰器を使用した拡声電話機によって clipping や blocking の現象を少なくし音声スイッチ方式につきものの欠点をなくし、受話路の阻止現象をさけるために room noise により自動的にスイッチング限界の変化する音声スイッチが作られ、いかなる条件下においても満足すべき結果が得られた。

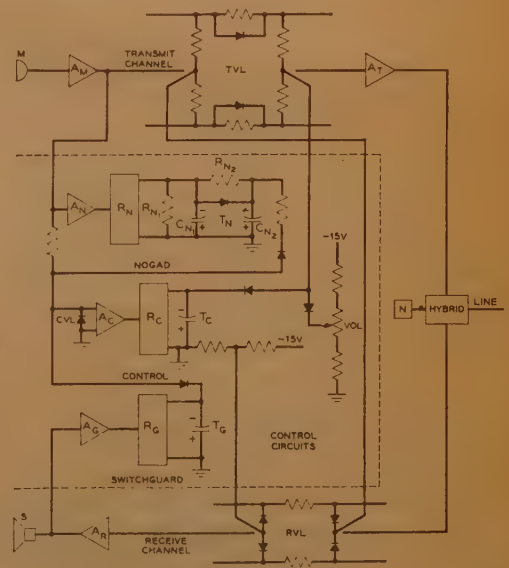


図 1

(富田委員)

指向性受波器を用いた 4 種類の相関器についての比較

M.J. Jacobson and R.J. Talham: "Comparison Analysis on Four Directional Receiver Correlators", J.A.S.A. 33, 4, p 518, (April 1961), 関本忠弘訳 [資料番号 5521]

本論文では、一次の余弦指向性パターンをもつ受波器を用いた 4 種類の相関器について比較検討が行なわれている。4 種類の方式とは

方式 A: 両受波器を結ぶ線 (以下、基準線と呼ぶ) の方向および個々の受波器の指向性の中心軸の方向 (以下、受波器の方向と呼ぶ) を電氣的に変える方式 (図 1 参照)

方式 B: 受波器の方向 (舷側方向とする) は変えないで、基準線の方向のみ電氣的に変える方式 (図 2 参照)

方式 C: 基準線の方向を電氣的に、受波器の方向を機械的に変える方式 (図 3 参照)

方式 D: 受波器の方向を基準線に対し垂直に保つように機械的に変えながら、基準線の方向を機械的に変える方式 (図 4 参照)

以上の各方式について、出力信号の平均値、分散、ならびに SN 比を、雑音源が環状に分布している場合と球面状に分

布している場合について計算されており、その結果にもとづいてつぎのような結果を得ている。

(i) 信号源の存在する方向が舷側にあるときの最大 SN 比の値は 4 つの方式とも同じである。

(ii) 方式 A, C, D の最大 SN 比の値は信号源の存在する方向にかかわらず同じであるが、方式 B では信号源の存在する方向が、舷側方向からはずれるにつれて小さくなる。

(iii) 相関器の指向性特性を比較すると、方式 A と C にくらべ方式 D は尖鋭である。

(iv) 方式 A と C は全く同一の特性をもつ。

(v) 雑音源が球面状に分布している場合のほうが、環状に分布している場合よりも 3.5 dB だけ SN 比は良好である。

(vi) 本論文で取扱った指向性受波器を用いる方式は、すでに発表されている無指向性の受波器を用いる方式にくらべ、環状に雑音源が分布する場合に 6 dB、球面状に分布する場合に 9.5 dB、良好な結果が得られる。

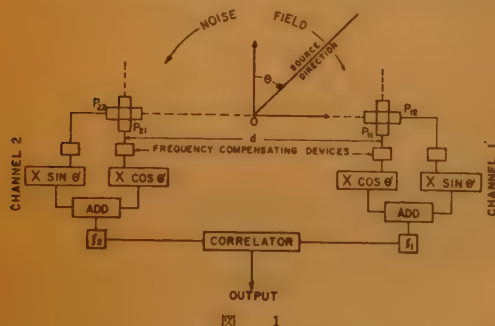


図 1

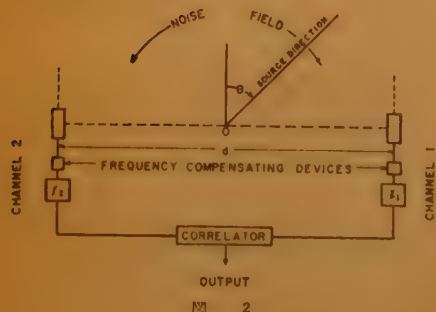


図 2

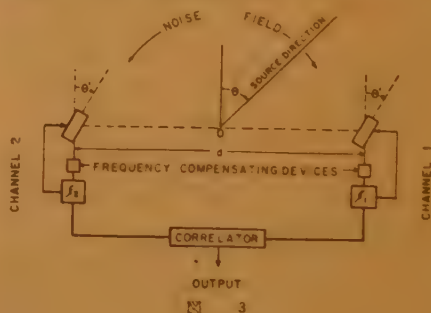


図 3

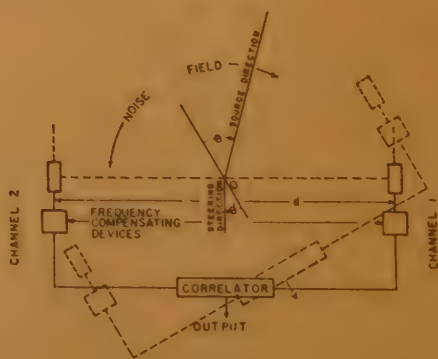


図 4

(関本委員)

拡散音場におけるマイクロホンの相互校正

H.G. Diestel: "Reciprocity Calibration of Microphones in a Diffuse Sound Field", J.A.S.A. 33, 4, p 514, (April 1961). 村上正之訳 [資料番号 5522]

拡散音場における相反パラメータを求め、これを用いて有

響室内で 640 AA マイクロホンの拡散音場校正が行なわれた。自由音場内に点音源を考えた場合、この相反パラメータ J_{ff} は次式であたえられる。

$$(e_o/P_{ff})/(P_i/i) = 2r/\rho_0 f = J_{ff} \quad (1)$$

ここで e_o/P_{ff} : Receiving response

P_i/i : transmitting response

いま立体角 dQ の中に放射される音響パワー dW は

$$dW = (r^2 P_r / \rho_0 c) d\Omega \quad (2)$$

式(1), (2) から

$$e_0 c^2 / P_{ff}^2 = (2 / \rho_0 f)^2 (\rho_0 c / i^2) (dW / d\Omega) \quad (3)$$

この関係は単一点音源の設置点までの距離、点音源の数には無関係である。拡散音場では Wave の入射がランダムであるから拡散音場電圧レスポンス M_{df} は

$$M_{df}^2 = (1/4 \pi) f e_0 c^2 / P_{ff}^2 d\Omega \quad (4)$$

$$= (1/4 \pi) (2 / \rho_0 f)^2 (\rho_0 c / i^2) W \quad (5)$$

W : 全放射音響パワー

有響室内の音源による音場は反射を含まない直接音と残響音から成り、直接音のエネルギー密度は拡散音場距離 h では両者の複合音の平均エネルギー密度 E に等しい

$$WQ / c 4 \pi h^2 = 4 W / Ac = E \quad (6)$$

$$h = (AQ / 16 \pi)^{1/2} \quad (7)$$

A : 有響室の全吸音力 Q : 音源の指向性係数

また全吸音力 A は Sabin の残響時間 T と Volume V から

$$A = 24 V / c T \log_{10} e \quad (8)$$

式(5), (6), (8) から相反パラメータ J_{df} は

$$M_{df} / P_{ff} = J_{df} = (6 / \pi \log_{10} e)^{1/2} (1 / \rho_0 f) (V / c T)^{1/2}$$

$$\approx (2.1 / \rho_0 f) (V / c T)^{1/2} \quad (9)$$

いま h_0 をいくつかの点音源による拡散音場距離とすると、この場合 $Q=1$ となるから式(7), (9) から

$$J_{df} = 2 h_0 / \rho_0 f \quad (10)$$

以上のべた相反パラメータを用い、約 $5 \times 6 \times 8 \text{ m}^3$ の大きさの有響室でマイクロホンの較正が行なわれた。1/3 octave band noise を用い 640 AA マイクロホンの相互較正によって求めた拡散音場電圧レスポンスを図1○印で示す、比較のために指向性係数と自由音場感度から求めた値が×印で示されている。

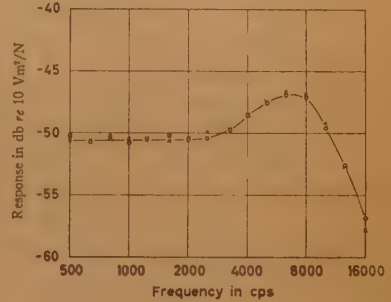


図 1

(富田委員)

マスキングと臨界帯域

D.D. Greenwood: "Auditory Masking and the Critical Band", J.A.S.A. 33, 4, p 484, (April 1961). 渡辺真吾訳 [資料番号 5523]

帯域雑音の帯域幅、スペクトルレベルおよび周波数を種々変化してマスキングオーディオグラムの測定をおこない、Fletcher の臨界帯域幅の仮定の検討をした。急峻な遮断特性をもつ帯域雑音は、低域の波した雑音を帯域雑音の中心周波数相当の搬送波で変調することにより得た。

帯域雑音の下限周波数を固定して帯域幅を広げると、臨界帯域幅まではマスキングオーディオグラムは三角形となりその高さは帯域幅の増大にともなう雑音パワーの増加に比例することが明らかとなった。臨界帯域幅以上になるとマスキングオーディオグラムははしご形となり、その高さは変化しない。マスキングオーディオグラムには雑音のスペクトルレベルの影響があらわれる。スペクトルレベルが小さいときは上記の帯域幅の影響が成立つが、レベルが大きくなって臨界帯域内の雑音パワーが感覚レベルで約 50 dB 以上に達するとマスキングオーディオグラムの形が急に変わり、その高さが約 3.5 dB 低下する。このレベルを転位レベルと呼ぶ。この転位レベルの存在は臨界帯域幅以下の雑音においてのみ認められ、臨界帯域幅以上の雑音には認められず、この場合には感覚レベルとオーディオグラムの高さの間には直線性が成立つ(図1), したがって大きなスペクトルレベルでは臨界帯域幅以上の雑音によるマスキングオーディオグラムの高さは、同じスペクトル

レベルの臨界帯域幅の雑音によるそれより約 3.5 dB 大きくなる。

純音の複合音による補足実験の結果も加えて、臨界帯域幅というものはその帯域内のパワーが相加される限界帯域であると結論された。またマスキングオーディオグラムに不連続を生ずる転位レベルの存在は内耳における外毛毛と内毛毛との感度差に基因するものと推論された。

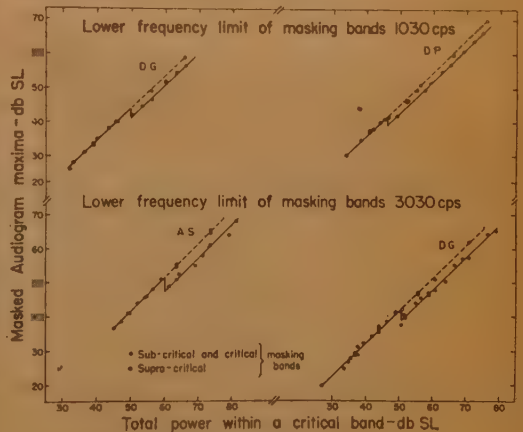


図1 臨界帯域内の雑音の感覚レベルとマスキングオーディオグラムの関係

(富田委員)

円柱波音場の相反パラメータ

R.J. Bobber, G.A. Sabin: "Cylindrical Wave Reciprocity Parameter", J.A.S.A. 33, 4, p 446, (Apr. 1961). 新木諒三訳 [資料番号 5524]

音場中で相互較正法を実施する場合に必要な相反パラメータは、その音場の状態で左右される。球面波および平面進行波についてはこれはよく知られており、それぞれつぎのように表わされる。

$$J_s = \frac{\pi}{\rho c} (R\lambda)^4, \quad J_p = \frac{2}{\rho c} (R\lambda)^2 A.$$

ただし A : 平面変換器の面積

これに対し円柱波の場合は

$$J_s = \frac{2}{\rho c} (R\lambda)^{1/2} L$$

である。ここで ρc は空気の特性インピーダンス、 λ は波長、 R は変換器から着目点までの距離、 L は棒状変換器の長さである。本論文ではこの J_s の表示を2種類の異なった方法で理論的に求め、さらに $R < L^2/\lambda$ (近接音場) の場合には J_s を、 $R > L^2/\lambda$ (自由音場) の場合には J_p を用いるべきことを示した。

以上は実験によっても確かめられる。たとえば図は長さ 84 cm の棒状変換器を水中で校正した結果で、図中2本の曲線は同一の測定値からそれぞれ J_s および J_p を用いて R を変えた場合の相対感度を求めたものである。この図からも $R <$

L^2/λ の場合には J_s を用いるべきことが容易に理解される。このようにここで求められた J_s は通常の自由音場における相反パラメータ J_p と同じく用いることができる。

なお J_s を用いる校正においても、3個の変換器がすべて長さ L の棒状変換器でなくともよいことなどが論議される。

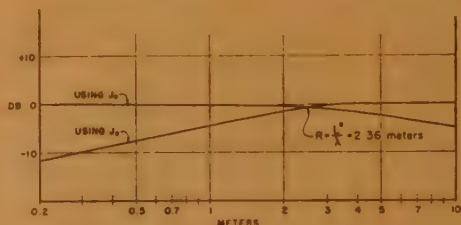


図 1

(富田委員)

ミリマイクロ秒パルスの特性を簡単に測定する方法

O. Gaddy: "A. Simple Method of Measuring Fractional Millimicrosecond Pulse Characteristics", Trans. I.R.E. I-9, 3, p 326, (Dec. 1960).

佐伯昭雄訳 [資料番号 5525]

1 m μ s 以下の極めて細いパルスの立上がりや立下がり時間を測定する方法として、通常進行波形オシロスコープやサンプリングオシロスコープを用いているが、これらのオシロスコープではせいぜい 0.3~0.4 m μ s の立上がり、もしくは立下がり時間の測定が限度である。

この論文は 0.5 m μ s 以下の立上がり時間を有するパルスの特性をしらべる簡単な方法についてのべてある。

その方法はある意味ではサンプリングオシロスコープの技術に似ているが異なる点とはとくにサンプリングパルスを作ら

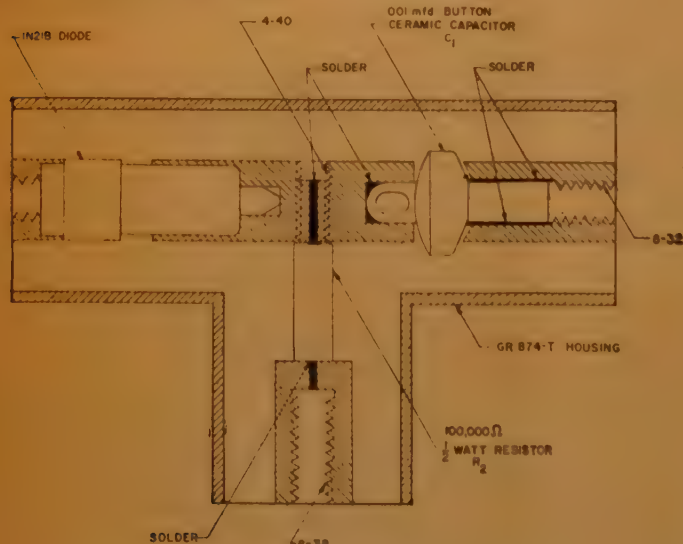


図 1 一致回路の構造

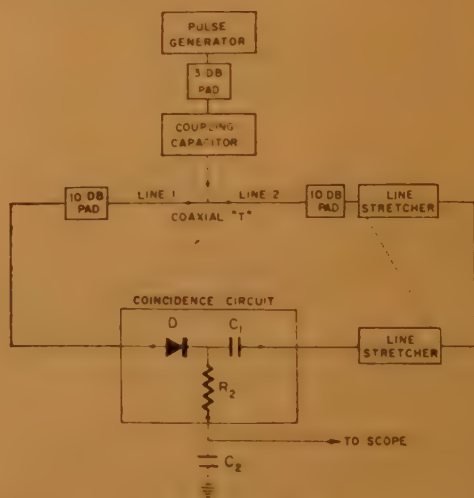


図 2 系統図

ないで、測定すべきパルスを分岐して用いていることである。系統図は図2のごときもので、パルス発生器の出力をT分岐でわけて1つはそのまま一致回路の入力とし、もう1つは遅延線路を入れて一致回路に入れる。この一致回路は 1N21B を用いた広帯域の回路で図1のごとき構造のものである。

一致回路の出力は遅延時間に対してプロットされる。これについては二、三の計算式が示されている。

実験の結果 10~90% 立上がり時間 0.25 m μ s のパルスを測定することができた。この測定法ではサンプリングパルスを使用しないのでそれによる制限がなく一致回路とパルスの伝送系が問題となる。一致回路は 4000 Mc 以上の周波数帯域をもつ

ているので、さらに速いパルスの立上がり時間も測定できる

と思われる。

(鶴委員)

計算機制御系の設計に際しての問題点

R.P. Adams : "Problems Encountered and Solved in Starting Up of Computer Control Systems", Trans. I.R.E. IE-7, 3, p 10, (Dec. 1960). 佐藤茂信訳 [資料番号 5526]

計算機制御系を計画する際に、まず考えねばならない重要な事柄につきの 2 点がある。

- (1) プロセス機器から所望の精度を得ることが可能か否か
- (2) 計算機あるいはプロセス機器に故障が生じた場合の装置に対する保護対策

これらの問題に対して本論文は幾つかの例によってその精度と安全性の改善に対して説明を施している。第一の精度の問題に対しては、多くの場合、計算機制御系は分析機のようなより高精度の測定器を使用したり精密な機構を介して、流量

あるいは温度の測定をより高精度に行なえる場合、流量計、熱電対等の有する精度よりはるかに高い精度で、流量あるいは温度等を調整できることを示している。第二の安全性に関しては、プロセス制御用計算機の信頼性は、他のプロセス機器に対して優るとも劣らないのであるが、計算機自身プロセス全般を制御しなければならないので、その信頼性というものは他にも増して重要視されねばならず、その保護装置が重要であることを説いている。この保護動作については、計算機が自己の動作についてひんぱんに自己診断しつつ事故を検出する方法と、計算機自身の警報装置が故障した際に、外部に設けられた別の保護装置 ("Watch Dog Timer") を用いて保護動作を行なわせる方法とについて、概説的な説明が施されている。

(鶴委員)

第 2 高調波形磁気傾度計の設計

R.M. Morris and B.O. Pederson : "Design of a Second Harmonic Flux Gate Magnetic Field Gradiometer", R.S.I. 32, 4, p 444, (April 1961). 宮坂宗次訳 [資料番号 5527]

本論文は地球磁場の磁気傾度を比較的簡単に測定する方法について述べている。第 2 高調波形微小磁場測定方式は、高透磁率の strip 磁心の磁気飽和特性を利用し、励磁周波数の倍高調波を測定することにより被測定磁場の大きさを求めるもので、傾度計として用いる場合には 2 個の磁気検出子を図 1 に示すごとく直列に接続して磁位の差を求めることができるが、これらの磁気検出子の磁気特性の相違および測定回路の特性等により高精度の測定を行なうことは困難である。

図 2 は傾度測定用の 2 個の磁気検出子の他に外部磁場 H を測定するための磁気検出子を別に設け、 H の量をそれぞれの傾度測定用磁気検出子の補償コイルに feedback して磁氣的に中和し、微小偏差のみを測定するもので、前者に比し約 1/100 の精度を得ることができる。この方式において発生する誤差の原因としては電気回路の matching と磁気検出子の方向性にもとづくものが考えられ、特に後者についてはその効果が著しく測定精度に影響するため厳密な方向設定が必要となる。

方向性にもとづく誤差 E は、 X を測定する磁場の成分、 θ を磁気検出子の軸と磁氣的軸との偏差角、 Y を X に直角な磁場の成分、 ϕ を Y と X を含む面と磁気検出子の磁氣的軸とのなす角とすれば

$$E = X(1 - \cos \theta) + Y \cos \phi \sin \theta$$

で表わされる。 $X(1 - \cos \theta)$ の項は適当な注意をすることにより小さくできるが、 $Y \cos \phi \sin \theta$ の項は大きな誤差となり得るもので方向設定が完全

でないときには 60,000 gamma 程度となり、1' に対し約 17 gamma の誤差の増加となるが、磁気検出子保持機構を慎重に調整することによりその方位誤差を最小に抑制することは可能である。本装置の性能は 5~50 milli gauss の範囲において 25 gamma 以下の誤差で 15~20 foot の距離の磁気傾度を測定することができる。

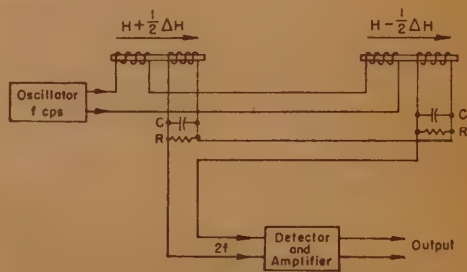


図 1

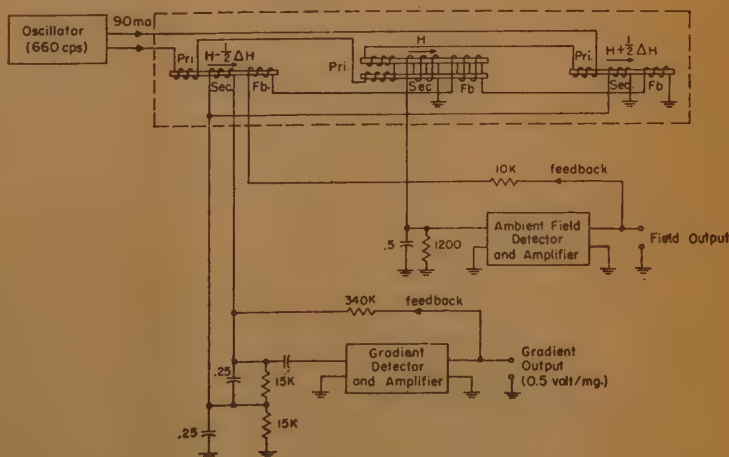


図 2

(鶴委員)

制御用計算機のプログラミング

A.S. Robinson: "Control Programing-Key to the Synthesis of Efficient Digital Computer Control Systems", A.I.E.E. App. and Ind. 52, p 475, (Jan. 1961). 麻生 哲訳 [資料番号 5528]

デジタル計算機を導入した計算機制御システムは本質的には Z 変換によるパルス伝達関数を計算するサンプル値制御系である。実時間で動作する制御用計算機は高度の信頼性が要求されるほか、科学用計算機と異なるのは、時間が変数の中心になっていることである。サンプル時間 T は制御対象よりの入力情報に依存する "Data-limited" と、主として計算機の演算速度によりきまる "Computer limited" の場合に分けることができる。前者は計算機のプログラミングはあまり重要でないが、制御系が複雑になり、また非線形制御のごとき高級な制御動作を計算機におこなわせる後者の場合には、プログラムの複雑さは直接サンプリング時間に影響する。ここでは主として後者について制御用計算機のモデルを想定し、自動制御特有のコントロールプログラミングの一般的な問題を論じている。図 1 のごとき各々が多入力の 1, 2, ..., 8... N 個のサンプリング点をもつ一般的な計算機制御システムの q チャンネルに注目すればこのチャンネルで計算機のおこなうプログラムは

$$P_{q,w,z}(\alpha, \beta, \dots, \gamma)$$

にてあらわされる。ここに w は線形、非線形、などの制御機能の種類を示すものであり、 v はプログラムの項数、 α, β

..... γ は伝達関数のパラメータである。 P は ACM でできられた自動プログラムの手法である ALGOL でかかれたサブルーチン群であり、制御系、計算機があたえられたときのコンパイラについて論じている。なお付録に ALGOL の詳細な説明がある。

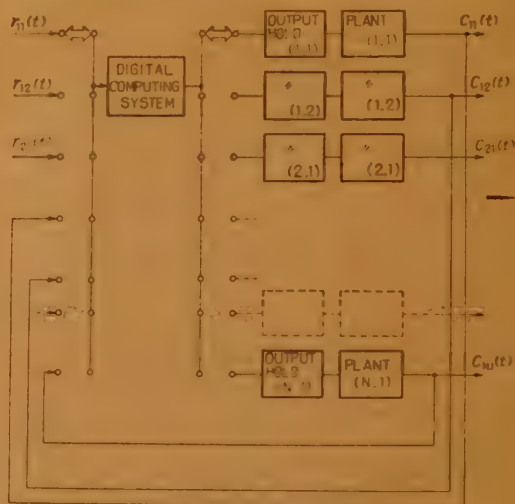


図 1 System Block Diagram

(中山委員)

プロセス制御用ハイブリッド計算機

G. Birkel, Jr.: "Hybrid Computers for Process Control", A.I.E.E. Comm. and Electronics, 52, p 726, (Jan. 1961). 浦城恒雄訳 [資料番号 5529]

デジタルおよびアナログ計算機技術と AD および DA 変換技術により各々の長所をいかに演算ブロックを有機的に組立てて、特にデジタル計算機にあらわれる浮動小数点方式、サブルーチンなどの概念を導入し、プロセス制御をおもな目的としたハイブリッド計算機について、構成法を中心にのべている。

数表現は 2 を底とした浮動小数点方式とし、精度および数値の範囲に応じて桁を定める。演算は加減算および指数計算はデジタルでおこなうが、乗算および除算は DA 変換器および AD 変換器を用いて図 1、図 2 に示すような構成で、各

々 1 ビットタイムおよび 1 ワードタイムでおこなう。(AD 変換は直列的におこなわれる) 演算結果の丸めは "Best Fit" でおこなわれ、38.4 kc/s の速度の AD 変換を使って $\pm 0.025\%$ の精度が報告されている。

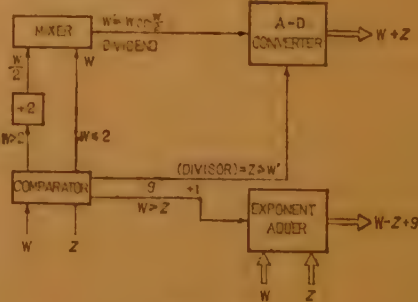


図 2

Basic System としては AD, DA 変換器, Significant Digit Adder, Exponent Adder, High Shift Normalizer, Low Shift Normalizer, などが Storage, Gating, Logic で組合わされて構成される。(bx+p)+a を例にとって Operational Cycle を図 3 に示す。

ハイブリッド計算機におけるプログラミングは、各操作の入力を決め、操作が決まった順序でおこなわれるようにすることで、プロセス制御に適用する場合は大体 Wired In Program で制御する。操作のサイクルをなるべく単純にするために、ランダムな入力に対しては記憶装置を媒介させる手段

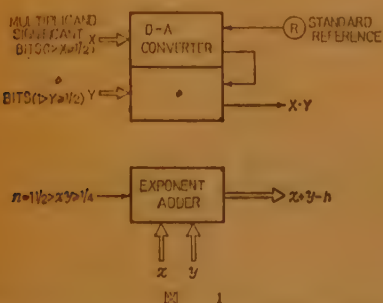
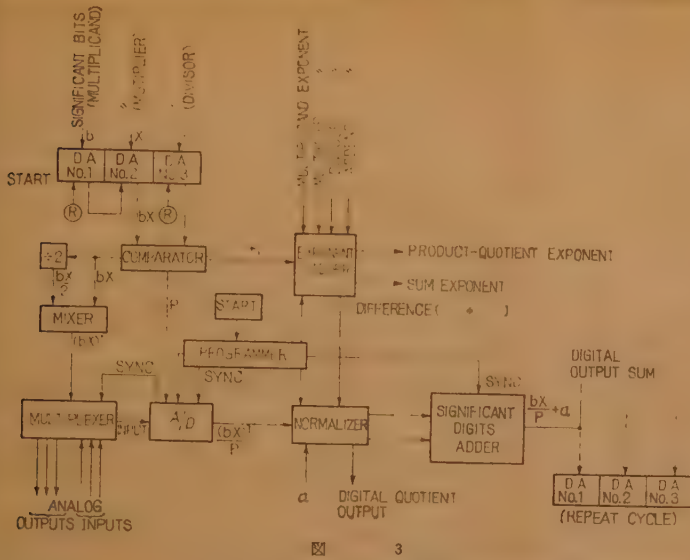


図 3



を講じている。演算において1つの単位となっているもの、演算の流れでいくたびか利用するものには“サブルーチン”として1つのブロックとして扱い、プログラミングを容易にする。平方根、sin ベキ級数、逆関数などについてサブルーチンの構成法が示されている。

大部分の反復、補間、級数、漸近近似などの計算が2〜3操作サイクルで実行でき、高速性が要求されるもの、単純だが繰返しの多いものに向き、おもな適用例としては原子炉の監視装置、Batch Controlなどがあげられ、プロセスの On-Line Computing を可能とする有力なシステムであることを指摘している。

(中山委員)

10進数を1つのパルスで記憶する方式について

A.A. Jacklin: “Storing Complete Decimal Digits with One Clock Pulse”, electronics, 34, 11, p 50, (March 17, 1961). 鬼塚武郎訳 [資料番号 5530]

角形特性をもつフェライトコアでは巻線数が多いほど磁化に要する電流のしきい値が小さい。いくつかのコア巻線を直列につないだ場合、その巻数に差があれば、巻数の多いコアから順に磁化される。したがってコアの巻数によって磁化の

順序がきまり、出力波形がきまる。(図1) つぎにコアに記憶された内容の比較の方法について説明している。図3(A)は比較回路でコアAおよびBはそれぞれ10進数を記憶することができる。コアAには調べたい数値が記憶されていて、コアBにはそれと比較する数値が記憶されている。コアCには図3(C)のごとき巻線がほどこしてあって、最初、中立の状態にある。これに続出しパルスをあたえると $A=B$ なら図3(D)のごときコア

Cには変化がなく、 $A \neq B$ なら図3(E)のごときコアCに電流が流れて $A > B$, $A < B$ に応じた向きに磁化される。これの応用として記憶装置の内容を1パルスでアキュムレータに入れることを説明している。図2(A)は1桁分のコアの巻線を示し、図2(B)は記憶装置の内容を読み出す回路を示している。図2(B)のAは記憶装置内の読み出したい桁を示し、Bは0〜9の10種の数値が書きこまれているコア列である。 C_1C_2 は比較用のコアである。この回路に図のごとき読み出しパルスをあたえると、コア列BのうちでAの内容と等しいコア列については上述のごとき比較用コア C_1C_2 の状態は変

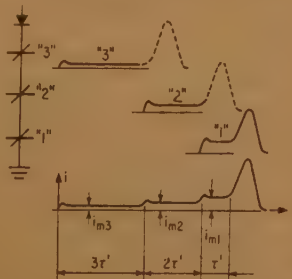
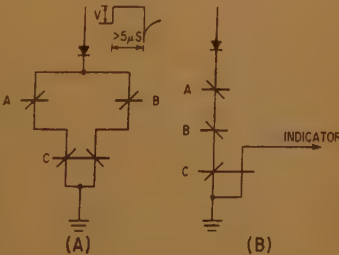


図1



(A)

(B)

図2

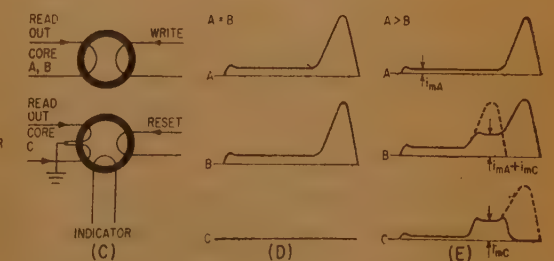


図3

化せず、等しくないコア列の C_1C_2 は変化する。したがって未知の数値 A が 10 進数のなににあたるかが、変化を起こさなかったコア C の位置によって示されることになり、記憶装

置の内容がアキュムレータに移されたことになる」と説明している。(中山委員)

飽和を含むサンプル値制御系の最適化について

C.A. Desoer: "An Optimal Strategy for a Saturating Sampled-Data System", Trans. I.R.E. AC-6, 1, p 5, (Feb. 1961). 麻生 哲訳 [資料番号 5531]

図 1 のごときサンプラが零次ホールド。伝達関数が $G(S) = K/S(S+a)$ 、飽和限界が $[-A, +A]$ のサンプル値制御系において、系が任意の初期状態より出発して、 N 回のサンプリングで平衡状態に到達するためには、いかなる関数列を操作量としてくわえるべきかを論じている。操作量、ゲイン、時間軸を適当に正規化すれば K 回のサンプリング後の系の状

態ベクトル、 $r(KT)$ は f を操作量、 T をサンプリング周期として

$$r(KT) = Ar\{(K-1)T\} + f_{Kd} \quad (K=1, 2, 3, \dots)$$

$$A = \begin{bmatrix} e^{-aT} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad d = \begin{bmatrix} a^{-1}(1-e^{-aT})(1+a^2)^{1/2} \\ -Ta^{-1} \end{bmatrix}$$

にてあらわされる。 N 回のサンプリングにより初期状態 $r(0)$ より出発して平衡状態に達するためには

$$r(NT) = A^N r(0) + f_1 A^{N-1} d + \dots + f_{N-1} A d + f_N d = 0$$

$$|f_i| \leq 1$$

の関係が成立しなければならない。これよりあらたにベクトル r を

$$r_K = -A^{-K} d$$

により定義すれば (r_1, r_2) 面上に

$$\dots - \sum_{i=1}^N r_i, \dots, -r_1 - r_1, -r_1, +r_1, r_1 + r_1, \dots \sum_{i=1}^N r_i, \dots$$

なる多角形と

$$\dots - \sum_{i=1}^N r_i, \dots, -r_1, +r_1, \dots - \sum_{i=2}^N r_i, \dots$$

なる臨界曲線がえられる。これより $r(0) - \delta' r_1$ が丁度臨界曲線上にくるとき δ' を計算し、 $\delta' \leq 1$ なら $f_1 = -1$ 、 $\delta' \geq 1$ なら $f_1 = +1$ 、 $-1 < \delta' < 1$ なら $f_1 = \delta'$ なる関数をくわえればよいことを示している。図 2 はこれをアナログ計算機により実現したもので、初期条件 $\{C(0), \dot{C}(0)\}$ を与え、座標変換回路は (r_1, r_2) を (C, \dot{C}) に変換する。臨界曲線はダイオードと線形演算器を組合わせた関数発生器によりつくられ、 δ' は飽和回路により f_1 にされる。(中山委員)

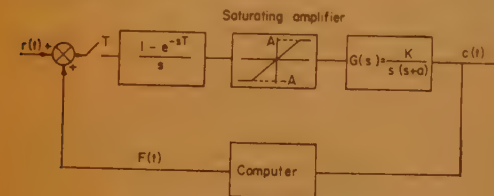


図 1

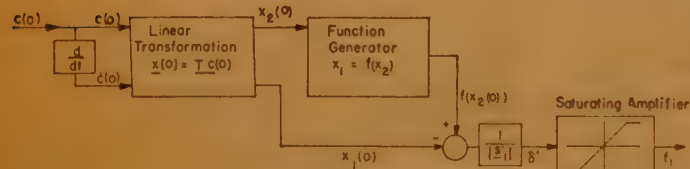


図 2

計数回路の代数——多重一致の計数についての記号的解析

F.A. Behringer: "Zählschaltalgebra—eine symbolische Analyse allgemeiner Vielfachkoinzidenz-Zählungen", N.T.Z. 14, 2, p 88, (Feb. 1961). 当麻喜弘訳 [資料番号 5532]

たとえば放射線計測の場合、多重一致の計数と言うことが行なわれる。多重一致の条件は論理代数を用いて $f_n(a, b, c, \dots)$ (a, b, c, \dots は二値変数) のように表わされるが、本論文ではこれに生起確率を結びつけ、 $f_n(a, b, c, \dots)$ なる条件の下で起こる現象の確率 $N(f_n)$ (1 単位時間内に生じる現象の個数と考えてよい) を簡単に計算する公式を導いている。この結果、 f_n が複雑な多重一致の論理命題のときは、それより簡単な論理命題についての生起確率を求め、それらから目的のものを計算することが可能になったと本論文は報告している。

このように論理命題と生起確率を結びつけた「計数回路の代数」系の基本定理として、まずつぎの 6 定理が導かれている。すなわち

(1) 加法標準形に対する生起確率はその標準形の構成要素

たる相乗項のそれぞれに対する生起確率の和に等しい。

(2) 乗法標準形に対する生起確率はその標準形の構成要素たる相和項のそれぞれに対する生起確率の和に等しい。

(3) O 定理: $N(O) = 0$

(4) I 定理: $N(I) = 0$

(生起確率を扱うため 0, 1 のような数値そのものが入ってくる。これらと区別して二値状態を表わすため O, I を用いるのである。)

(5) 否定に関する定理: $N(\bar{f}_n) = -N(f_n)$

(6) 双対の原理

$$\sum (K_i \cdot N[f_i(\wedge, \vee, =, \neq, I, O, a, b, c, \dots)]) = 0$$

が成立つときは

$$\sum (K_i \cdot N[f_i(\vee, \wedge, \neq, =, O, I, a, b, c, \dots)]) = 0$$

以上をもとにして以下に示すような計算公式を求めている。

$$(7) N\left(\bigwedge_{i=1}^n a_i\right) = \sum_{m=1}^n ((-1)^{m-1} \cdot N(\vee a_i))$$

$$(8) N\left(\bigvee_{i=1}^n a_i\right) = \sum_{m=1}^n ((-1)^{m-1} \cdot N(\wedge a_i))$$

$$(9) N[(\bigwedge_{i=1}^l \bar{a}_i) \wedge (\bigwedge_{k=l+1}^m a_k)] = - \sum_{m=1}^l ((-1)^{m-1} \cdot N[(\bigwedge_{m=1}^l \bar{a}_i)$$

$$\wedge (\bigwedge_{k=l+1}^m a_k)] + N(\bigwedge_{k=l+1}^m a_k)$$

$$(10) N[(\bigvee_{i=1}^l \bar{a}_i) \vee (\bigvee_{k=l+1}^m a_k)] = - \sum_{m=1}^l ((-1)^{m-1} \cdot N[(\bigvee_{m=1}^l \bar{a}_i)$$

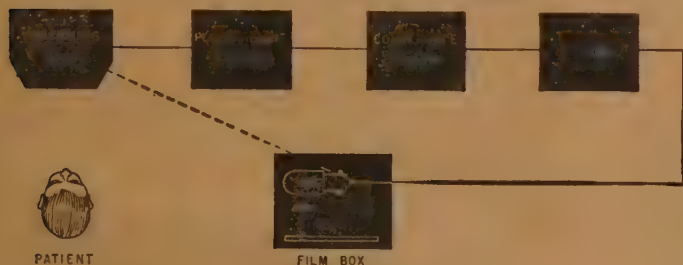
$$\vee (\bigvee_{k=l+1}^m a_k)] + N(\bigvee_{k=l+1}^m a_k)$$

脳内の腫瘍の位置を決定するための増幅装置

E. Gordy, G. Sieber: "Sensitive Amplifier Helps Locate Tumors", electronics, 34, 1, p 123, (Jan 6, 1961). 斎藤正男訳 [資料番号 5533]

脳内での腫瘍の位置を手術前に推定することは脳外科においては重要なことであるが、この装置はあるアイストープに対する吸収が腫瘍部と正常部の細胞で異なることを利用して、頭部全体の投影図を作るものである。

この例では ^{131}I を含むアルブミンを用いているが、腫瘍部



例題:

$$N(a \wedge b) = N(a) + N(b) - N(a \vee b)$$

$$N(\bar{a} \wedge b) = N(a \vee b) - N(a) = N(b) - N(a \wedge b)$$

$$N(a = b) = N(a) + N(b) - 2 N(a \vee b)$$

$$= 2 N(a \wedge b) - N(a) - N(b)$$

$$N(a \neq b) = 2 N(a \vee b) - N(a) - N(b)$$

$$= N(a) + N(b) - 2 N(a \wedge b)$$

(柴山委員)

と正常部の吸収の差は 10% である。

投影図を作るためには、鉛製のスリットとシンチレーションカウンタを用いて機械的な走査を行なっている。ブロック図に示すように、シンチレーションカウンタからの出力はパルス波高分析器にかけて問題としているアイストープによる出力のみを取り出し、レオトメータ、直流増幅器をへてランプを点火する。ランプは上に述べたスリットの移動と同期して移動する光点をフィルム上に作るようにしてあり、アイストープからの線量に応じた光量の変化がフィルム上に記録される。

走査速度は脳内に吸収されるアイストープの許容量と、シンチレーションカウンタの出力がばらつかないということによって制限され、現在の装置では 10 cm/分である。

また増幅器に一部非線形特性を持たせて、フィルムのコントラストを改善する等の工夫がされている。

以上の装置はこの論文の著者によってすでに臨床に用いられており、応用上有効であることが示されている。(斎藤委員)

ピッチ感覚と刺激の周期性との関係——聴覚と皮膚の振動感覚について

G. v. Békésy: "Pitch Sensation and its Relation to the Periodicity of the Stimulus—Hearing and Skin Vibrations", J.A.S.A. 33, 3, p 341, (Mar. 1961). 藤崎博也訳 [資料番号 5534]

聴覚と皮膚感覚の類似点に着目して、耳のピッチ感覚に関する Seebeck の古典的な実験を、皮膚感覚について試みたものである。具体的には図 1 (a), (b), (c) に示す 3 種の機械的刺激を交互に指先に加え、それらに対するピッチ感覚を、種々の繰返し周波数、刺激強度において調べる。聴覚においては、広い周波数範囲にわたって (b), (c) のピッチ感覚は等しく、(a) のそれよりも 1 オクターブ低い (Seebeck 現象)。類似の現象は皮膚の振動に対する感覚についても存在するが、主観的なピッチ感覚では、(c) は (a) と (b) との中間にある。また繰返し周波数が 250 c/s 以上では、繰返し周波数を倍増してもピッチ感覚は増加せず、さらに高い周波数では逆にピッチ感覚は低下する。これは刺激の強さによっても影響をうけ、強い刺激では高い周波数まで Seebeck 現象がみられる。

また電気的刺激を皮膚に加えた場合、さらに光を利用して視覚に同様の刺激を加えた場合の実験も行ない、類似の現象の存在を確認している。最後に電気的な刺激と機械的な刺激

とを交互に加えた場合、あるいは刺激パルスの相対位置のみならず振幅の相対的な大きさを変えた場合、位置と振幅の変化を組合わせた場合などについても二、三の結果を示しており、位置の変化と振幅の変化の及ぼす影響が相殺してピッチ感覚が変化しない場合もあることを指摘している。この論文では、これらの実験結果からピッチ感覚の機構を推測することは避けているが、結論として皮膚に局所的な刺激を加えた場合のピッチ感覚は刺激の周期によって一義的にきまるものではなく、むしろ感覚の大きさによって影響されることが著しいとのべている。この実験に用いた刺激の種類、変化範囲は比較的限られたもので、一般性の点で満足なものとはいえないが、ピッチ感覚を聴覚のみならず、他の感覚にも対応させて興味ある問題を提起している。

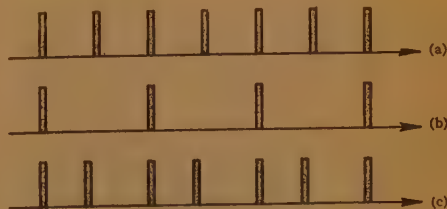


図 1

(斎藤委員)

表面粗さの測定

D.A. Parker and C.K.V. Owen: "Surface Roughness Measurement", A.E.I. Engng. Rev. 1, 3, p 126, (Sept. 1960). 三上 修訳 [資料番号 5535]

金属加工面の検査には表面に探針を走らせてその上下動から粗さを検出する方法やいろいろな光学的方法があるが、しばしば用いられるのは光の干渉を利用するものである。この方法は感度が高いので仕上げ面に限られ、また大きな面、近づき難い面にはレプリカをとっても反射性をもたせるのが容易でないで適用し難い。

レプリカを種々の屈折率の液体に浸し、透過光干渉法を採用することによって広範囲の感度をもたせ、近づき難い面の粗さも測定が可能となる。Mach-Zehnder 形の装置 (図 1)

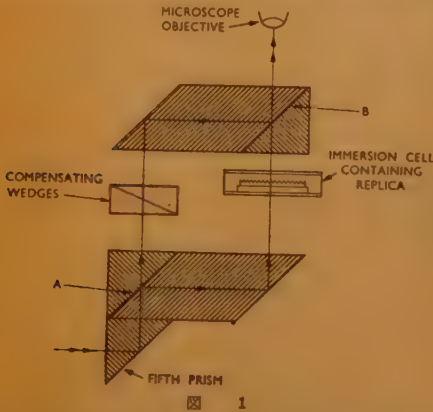


図 1

を用い、図中 A で 2 分された光が B で再び結合されるとき位相の正反により干渉縞をつくる。この位相差は同じ媒質でも進む距離が異なるか、あるいは同じ厚さの媒質中を進んでも屈折率が異なる場合に生ずる。一方の光路には補償用の光学楔が入れられて両光線の光路差を等しくし、レプリカの一面 (調べようとする面の凹凸をうつした面) 以外のすべての反射、透過面は光学的に平坦な面であるようにすれば、再結

合した光線の示す干渉縞は試料中の位相の遅れの差、すなわち (レプリカと液体の屈折率の差) × (レプリカ中の光路) の積をあらわす。この干渉縞はレプリカ、したがってレプリカをとったものの面の等高線をあらわす。

レプリカを作るには醋酸セルローズをアセトンで軟化させて面にあて、optical flat で裏打ちする。レプリカを空気中においたときの縞間隔は 1.2μ の垂直距離に対応し、dipentene 中にひたしたときは 41.4μ に対応する。測定に適した範囲は $1/50 \sim 2$ 縞間隔であるから、 $0.02 \sim 80 \mu$ がこの装置でカバーされる。この干渉縞の一例を図 2 に示す。

干渉縞から表面の中心線平均粗さを知る時間を短縮するため電子的プロファイル解析機 (図 3) を作り、ブラウン管上に表面のプロファイルを画かせることができ、また粗さの度合をメータ上に知ることができる。この原理はブラウン管のスポットに特定の干渉縞を追いかけるもので、縞からの外れは光電管で検出してもとへ戻す。この操作からの信号電圧で粗さを読みとる。

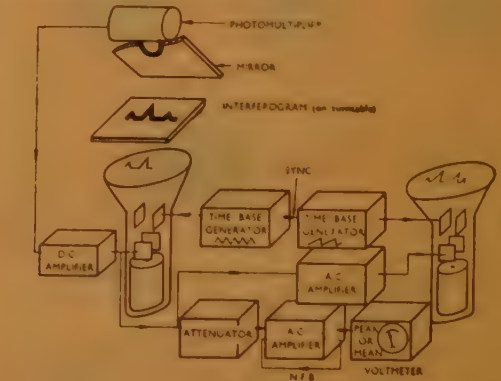


図 3 (三上委員)

位相変調と振幅変調を併用したデジタル通信方式

C. R. Chan: "Combined Digital Phase and Amplitude Modulation Communication Systems", Trans. I.R.E. CS-8, 3, p 150, (Sept. 1960). 高羽頑雄訳 [資料番号 5536]

帯域幅が限定された回線で伝送速度を高めるために n 進のデジタル位相変調を用いると、 n 進の PAM に比べてガウス雑音に強いことがわかっていく。

この方式で局部基準信号との相関をとる検出法を用いる場合には、式 (1) が誤りの確率を与える。

$$P_e \approx 2 \left[1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{S}{N}} \sin \frac{\pi}{n} \right) \right] \approx \frac{\exp \left(-\frac{S}{N} \sin^2 \frac{\pi}{n} \right)}{\sqrt{\pi} \frac{S}{N} \sin \frac{\pi}{n}} \quad (1)$$

これは S/N が大きい場合のよい近似式である。連続した二つの信号の位相を比較する検出法を用いる場合には、局部基準信号の位相の長期安定度を必要としないが、同じ誤りの確

率を与えるためには 前の場合より高い S/N を必要とする。その比は式 (2) で与えられる。

$$\frac{(S/N)_{\text{phase comparison}}}{(S/N)_{\text{coherent}}} = \frac{\sin^2 \pi/n}{2 \sin^2 \pi/2n} \quad (2)$$

用いる位相の数 n が大きくなった場合、誤りの確率を変えずに n を 2 倍にするには送信電力を 6 dB 増す必要があるが、2 個の振幅レベルを用いれば送信電力の増加はもっとと少なくすむ。このように n 進符号を n 個の位相、 m 個の振幅

表 1 平均電力を最小とする振幅レベルおよび位相の最適な数

Bits per sample	Total number of states	Number of amplitude levels	Number of phase positions
1	2	1	2
2	4	1	4
3	8	2	4
4	16	2	8
5	32	4	8
6	64	4	16
7	128	8	16
8	256	8	32

で表わす通信方式を考えると、表 1 のように n, m の最適値が求められる。たとえば $r=32$ の場合この表の値を用いると位相変調のみの方式に比べて S/N は 5~6 dB 悪くてよい。ここでは振幅レベルおよび位相角は各々等間隔で、また

両者から生ずる誤まりの確率が等しい場合のみを考慮している。送信電力の点の他に 2 進符号との変換も簡単になることが、位相変調と振幅変調を併用する方式の利点としてあげられる。(秋山委員)

赤外線受光体 (赤外組織のための受光体)

J.A. Jamieson : "Detectors for Infrared Systems", electronics, **33**, 50, p 82, (Dec. 9, 1960) 新井敏弘訳 [資料番号 5537]

航空機用ジェットエンジン、ロケットその他のターゲット等の発熱による小さなパワーの熱放射線を測定することが必要になって来た。その目的のための受光体として色々のものが考えられているが、この論文では、主として光伝導性半導体を用いた装置を取り上げ、それら各種製品の性能および製作会社を二つの表にまとめ整理している。特に本文では、実用上大切である測定限界および雑音について論じている。すなわち感度を rms 雑音と信号との比で定義し、また各種受光

体に共通な測定限界のめやすとしてつぎの定義による "Specific Detectivity" D^* を採用して比較しやすくしている。

D^* は温度 a の受光体の 1 cm^2 の面積に、1 cps の幅を持つ振動数 $b \text{ cps}$ の強度 1 W の信号が、一様に照射されたときの信号と雑音の比をもって定義している。よって各受光体は実際上は

$$p_n = (Ad)^{1/2} (Jf)^{1/2} / D^*$$

なる雑音に等価なパワー (ただしワット表現) を生ずる。ここで Ad は受光面積、 Jf は雑音のバンド幅である。理論的にはくわしくはないが、上例のように各種製品の比較がままとまっているので、赤外線受光体の使用の際に有益な知識を与えてくれると思う。(三上委員)

エッチ現象の顕微鏡映画撮影技術

G.S. Tint and V.V. Damiano : "Technique for the Cinephotomicrographic Study of Etching Phenomena", R.S.I. **32**, 3, p 325, (Mar. 1961). 三上 修訳 [資料番号 5538]

亜鉛単結晶のエッチ現象を顕微鏡下に観測しつつ映画フィルムに撮影する装置 (図 1) を記述している。装置の構成は A : エッチを行なう容器、B : 顕微鏡 (垂直照射式)、C : 撮影カメラ (速度可変) の 3 部より成る。顕微鏡観測と同時に撮影が可能であり、またカメラの撮影速度は外部駆動により変化させることができ、これに伴ってシャッタ速度もかえられる。一例として亜鉛のクロム酸エッチの場合 Kodak Tri-X フィルムを用いてフィルム移動速度は 100~125 コマ/分、シャッタ速度 0.3~0.4 秒である。



図 1

これを用いて純粋な亜鉛とカドミウム添加亜鉛の単結晶の (0001) 面のクロム酸エッチの模様を撮影している (図 2)。

この写真の一コマの時間間隔は 5 秒である。エッチの際に生ずる二つの Frank-Read 形のループの相互作用が現われている。



図 2

(三上委員)

デジタル情報のための通信網

J.M. Unk : "Communication Networks for Digital Information", Trans. I.R.E. **CS-8**, 4, p 207, (Dec. 1960). 高羽頑雄訳 [資料番号 5539]

本文はデータ伝送のための通信網のあり方を航空機の座席予約装置について考察し、フィリップス社の開発した方式について述べたものである。

座席予約装置の場合、中央の処理装置は特に高信頼度の "on-line" 計算機であることが要求され、予備機を置く必要がある。また伝送には誤まり検出または誤まり訂正符号を用いることが望ましく、動作の時間遅れを数秒以下にとどめる

ために 1000 ボーないしそれ以上の高速度伝送が必要となる。このような高性能の系統を効率よく使用するためには、処理装置を中央に集中し、トラヒック量を増すために各種の情報に対して伝送路を共同に使用するのが望ましいことが合衆国における実施例からわかる。

図 1 はフィリップス社の開発した通信系統の概要を示すものである。国のほぼ中央に処理装置が置かれ、東および西に 1000 ボーの往復回線のループが形成されている。A ないし R は端局を示し、変、復調器を有しており、ループにおける情報の中継または予約受付装置 A/S、遠隔の装置へ連絡する低速度の回線などとの情報のやりとりを行なう。

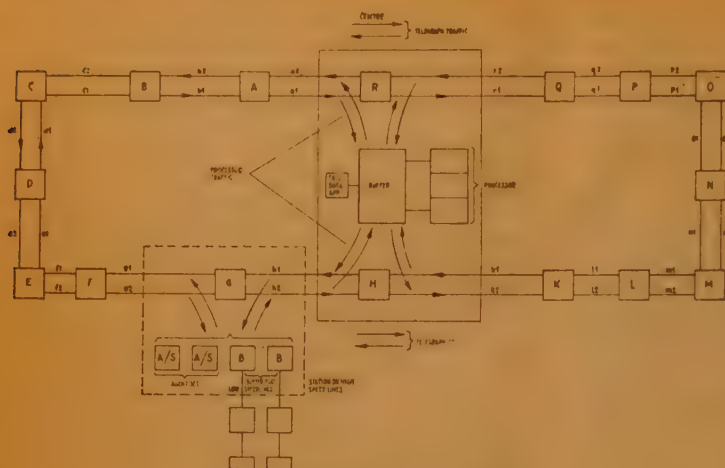


図1 高速度のループをもつ通信網

情報はあて先を付して一定の長さで構成されており、“free-flow”共同回線方式と呼ばれる優先順位のある待ち合わせ方式にしたがって伝送される。第一順位はループを回り端局を通過する情報で、端局では最大一つの情報の単位しか待たない。第二順位は端局でループに入る情報で、第一順位の情報が待ち合わせていないときだけ伝送される。第三順位は電信その他の座席予約以外の情報で、ループのトラヒック量やあて先の装置の空きを調べて伝送するか、または記憶回路を用いて待ち合わせながら送る方式をとる。このような方法により、支障ない程度の時間遅れで回線の能率を高めることができる。(秋山委員)

PCM 通信方式のための新しい伝送の方法

A.P. Brogle: “A New Transmission Method for Pulse-Code Modulation Communication Systems”, Trans. I.R.E. CS-8, 3, p 155, (Sept. 1960). 高羽禎雄訳 [資料番号 5540]

米国では軍用の多重通信のために PCM 方式が開発されつつあるが、これに応用することを目的として、限られた帯域幅の中で伝送速度を向上させるための一方式を提案し、従来の 2 進または 4 進 PCM 方式との比較を行なっている。

この方式は Biternary Transmission と呼ばれるもので、

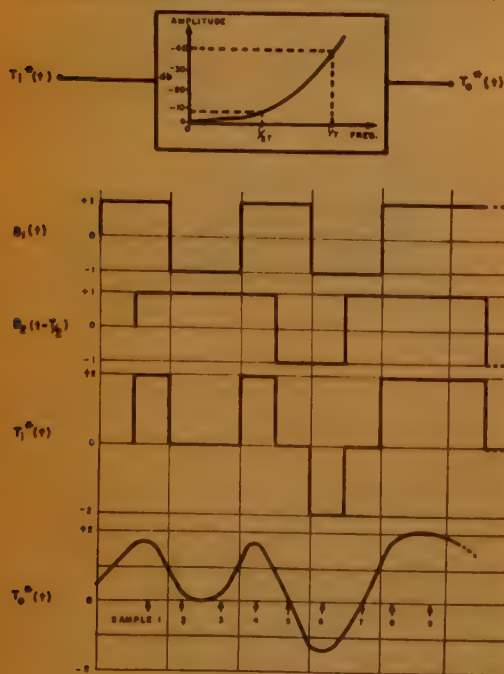


図1 Biternary transmission 方式

その原理は図1に示されるように、2チャネルの2進信号を時間 $T/2$ だけずらして加えて3進信号を作り、伝送された波形を $T/2$ ごとにサンプルした後、復号するものである。図1の上に示されるような変形ガウシアン特性の伝送路でパルスを記号間の干渉なく送れる速度は $1/T$ サンプル/秒であるが、この方式のような記号間の拘束の下では $2/T$ サンプル/秒の送信速度でも干渉は余り大きくない。

表1はこの方式および2レベルまたは4レベルのパルスを伝送する方式における記号間の干渉の値を求めたものである。比較の結果を要約すると、

- (1) 同一の帯域幅における伝送速度は2進方式の2倍で4進方式と等しい。
- (2) 4進方式においては極めて重要な問題となる回線の低域シャ断特性による影響がかなり緩和される。
- (3) タイミングのふらつきに対する条件が厳しくなるが、注意して設計された水晶波器の使用によって解決できる。
- (4) 伝送路が変形ガウシアン特性であることを要するが、伝送特性の微細な変動に対する許容値は他の方式と大差ない。

表1 各種の原因による記号間の干渉

Sources of Intersymbol Interference		Transmission Method		
		Binary	Bi-ternary	Quaternary
Low Frequency Cut-off Effects	$\frac{U_L}{U_{max}}$	$2.2(f_0 T)^{-1}$	$2.8(f_0 T)^{-1}$	$4.8(f_0 T)^{-1}$
Timing Uncertainty	$\frac{U_t}{U_{max}}$	$4.6\left(\frac{\Delta t}{T}\right)^2$	$6.6\left(\frac{\Delta t}{T}\right)^2$	$10.2\left(\frac{\Delta t}{T}\right)^2$
Phase Uncertainty	$\frac{U_\phi}{U_{max}}$	0.71ϕ	1.64ϕ	1.59ϕ
Amplitude Uncertainty	$\frac{U_a}{U_{max}}$	$0.12 a$	$0.27 a$	$0.26 a$

(秋山委員)

技術展望

UDC 621.38.032.212

真空管用冷陰極の研究動向*

正 員 今 井 哲 二

(電気通信研究所)

最近、電子放出関係の研究が熱電子放出および冷電子放出の両分野で再び関心がもたれるようになってきている。前者は直接発電の有力な一方式である熱電子発電器の基本原理解として新しい問題を提起し、また後者は近年とみに実用化の機運のたかまってきた冷陰極真空管の開発に関連して注目を集めている。

熱電子発電器の開発は着実に進められある分野ではほとんど実用の域に達しているようである。この方面の解説については他⁽¹⁾で行なっているので参照されたい。冷電子放出陰極としては MgO 陰極、電場放出陰極、P-N 接合陰極、トンネル陰極など数種のもの知られているが、ここでは広範な利用が期待され最も実用性に富む電場放出陰極を主として紹介し、P-N 接合陰極、トンネル陰極については簡単に解説を加える。また MgO 冷陰極についてはわが国でもかなり研究^{(2),(3)}が行なわれ、解説⁽⁴⁾もなされているので、ここでは最近まで得られたこの陰極の諸性質を簡単に集約するに止める。なお冷陰極全般の解説としては最近納賀氏によって行なわれたものもある⁽⁵⁾。

1. MgO 冷陰極

MgO を用いた冷陰極真空管については 1959 年 1 月下旬 Electronic News⁽⁶⁾ に始めて報道され、トランジスタに対抗し得る電子管の出現として当時電子管を扱う人達から大きな関心が寄せられた。日本においては 1959 年の春頃からいち早く研究が着手され、主として実用的な見地からかなりの検討が行なわれた。それから 2 年余を経た今日、この冷陰極に対する評価は一応下されたとみてよく、一般の真空管にこれが使用される可能性はまず非常に少ないとみてよい。しかし、この陰極は多くの興味ある性質を持っており、物性論的にも多くの問題を提起してくれるし、特殊な用途には依然として実用の可能性を残していると思われる。

MgO 冷陰極の発見の過程は非常に興味深い。二次電子放出における小さな異常現象が新しい物理現象と

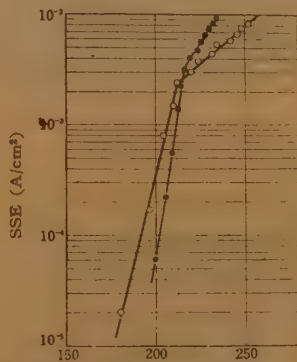
して把握され^{(7),(8)}、それが実用的なデバイスとして芽を出し⁽⁹⁾、さらに何年かの研究の後に一応の実用の域⁽¹⁰⁾に達する過程ははなはだ教訓的である。この詳細は他に譲ることとして、ここではこの冷陰極の諸性質を簡単にまとめて紹介する。

1.1 材料と製法^{(10),(11)}

MgO 冷極は概観上普通の酸化物陰極とはほとんど変わりがなく、金属基体上に白色の MgO 被膜がもうけられている。MgO 被膜の塗布方法にはスモーク法、スプレー法、ディップ法、電着法などがある。スモーク法というのは金属 Mg を空気中で燃焼させてその煙を陰極基体上に付着させる方法である。他は酸化物陰極ですでに周知の方法であり、実用的見地からはもっぱらスプレー法が採られている。使用材料としては MgO の他、MgCO₃、Mg(OH)₂、MgO₂ などが用いられ、これらを適当に混合したものも好結果を得る。塗布された MgO 被膜は多孔質構造になっていないとエミッションは出にくく、膜厚は数 μ 前後である。陰極基体としては一般に Ni スリーブが用いられ、これはあらかじめ表面をザラザラにし軽く酸化しておいた方がよい。排気は普通の真空管と同じように行なわれるが、陰極は低圧の空気または酸素中で短時間の加熱処理を行なわないと安定なものが得難い。

1.2 電圧電流特性

MgO 冷陰極のエミッションは、二次電子放出に相



エミッション保持用格子電圧 (V)
図 1 MgO 冷陰極二極管の
電圧電流特性

当するものが一次電子じゃ断後も自分自身で流れ続けるといふかたちで発見されたため、このエミッションは Self-Sustained Emission (SSE) と称される。またこの陰極では MgO 被膜表面を正に荷電し被膜に強い電場を与えてやる必要がある。そ

* Survey on the Cold Cathodes for Vacuum Tubes.
By TETSUJI IMAI, Member (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [資料番号 5541]

のため被膜表面を荷電するための起動刺戟と、陰極を取り巻くエミッション保持用の格子状正電極 (SSE電極) とを必要とする。

図1は SSE 電極との間に得られた二極管としての電圧—電流特性である。SSE 電極に与えられる電圧 (V_S) と SSE 電流 (I_S) との間には

$$I_S = A \exp(BV_S) \quad (1)$$

$$A, B \sim \text{const}$$

の関係が成立する。電流の多いところで一般に図示のような折れ曲がりが生じ、その原因は温度効果とも言われているが定説とは言い難い。また直流電圧にパルス電圧を重ね合せて電流波形を観察してみると、被膜表面の荷電に対応した遅れが電流波形の立上りに認められる⁽¹¹⁾。この様子は図2に示してある。印加電圧が高いほど、すなわちSSEが大きいほど遅れ時間は短くなる⁽¹²⁾。この立上がり時間は $10^{-3} \sim 10^{-5} \text{ sec}$ にわたり被膜の多孔度にも依存するようである⁽¹²⁾。つぎに図3に示す構造の五極管で得られた制御格子電圧特性は図4に示すごとくである⁽¹⁰⁾。これを用いて実際に可聴周波増幅器を動作させ十分満足すべき結果を得たとのことである。

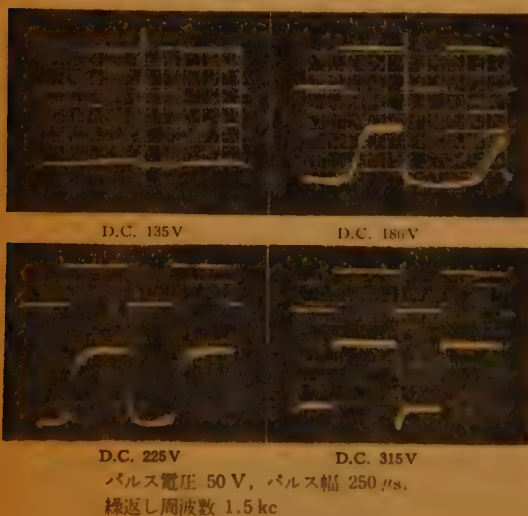


図2 SSE のパルス特性

なおこの冷陰極は SSE 電極をも含めて一つの陰極とみなさねばならず、この電極に消費される電力は熱陰極の場合のヒータ電力に相当する⁽¹¹⁾。したがって多極管構造で、実際に利用する陽極電流を大きく取り出そうとすれば SSE 電極での消費電力も大きくしなければならない。図5は三極管構造の供試管で得られた陽極電流 (I_p) と SSE 電極に与えられた電力 (P_{SSE})

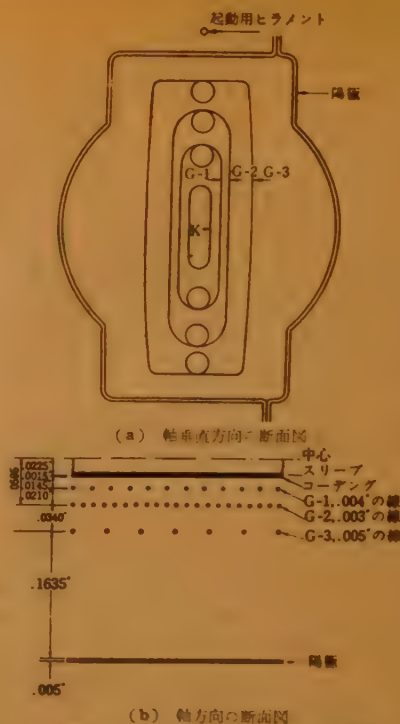


図3 MgO 冷陰極を用いた五極管

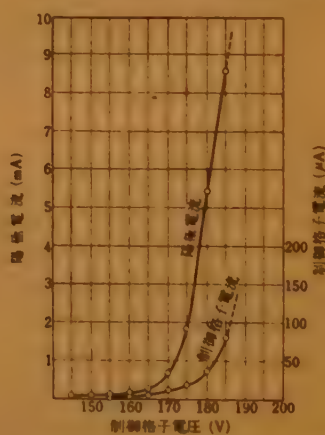


図4 MgO 冷陰極五極管の制御格子電圧特性

との関係である。この例では、10 mA の I_p を得るためには 0.2~0.3 W の SSE 電極電力を要することになる。

1.3 起動特性^{(10), (11), (13)}

起動手段として用いられる刺戟には紫外線、電子線、テスラコイルによる放電などがある。これらのうち最も有効な起動手段は電子を当てる方法であり、 $10^{-3} \mu\text{A}$ 程度の電流で1秒以内に起動する。光による起動も有効であり、白色電球を用いた場合照射光強度

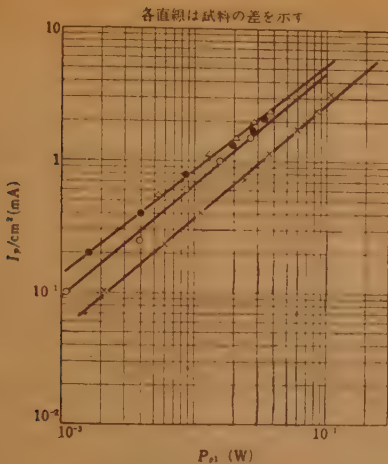


図 5 SSE 保持用格子への消費電力と陽極電流の関係 (L) と起動までの時間 (t) との間にはほぼ $L \cdot t \sim \text{const}$ の関係が得られ、かつ断続照射を行なっても一定照射光量で起動する。光源電球と試料との間に種々のフィルタを挿入して起動特性をしらべた結果、起動に有効に効いている光は約 $4,000 \text{ \AA}$ 以下の短波長のものであることが示され、これは MgO 被膜の光電子的仕事関数が約 3 eV 付近にあることを示唆する。図 6 に示

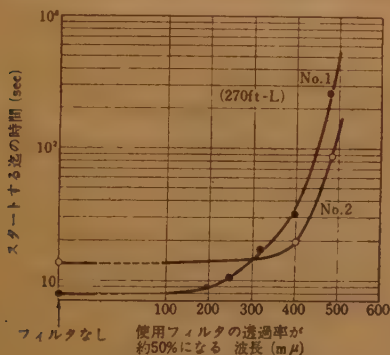


図 6 光起動に及ぼす波長の影響

したのは光起動特性の一例で横軸は用いたフィルタの透過率が約 $1/2$ になる短波長側の限界波長である。スタータとして実用的に用いられるのは細いタングステンまたはトリタン線でこれを瞬間的にフラッシュすればよい。

1.4 キープアライブ動作

一度起動した後は SSE 電極に高抵抗を挿入し $2 \sim 3 \mu\text{A}/\text{cm}^2$ 程度の電流を流しておけばいわゆるキープアライブ状態にしておくことができる。この状態での消費電力は無視し得る程度であり、非使用時にこのような動作をさせておけば特に起動操作は要らなくなる。

1.5 発光現象^{(10), (11)}

この冷陰極は動作時に固有の発光現象を呈する。検出し得るほどの電子放出が行なわれているときは陰極面で必ず発光が認められる。この発光については多くの場合青白色としか報じられていないが、われわれの実験では材料や処理方法によって種々の色を呈することが確かめられた。表 1 はその結果をまとめたものである。青色発光は $300 \sim 500 \text{ m}\mu$ にわたる広いスペクトル分布をもち、赤橙色発光は $600 \text{ m}\mu$ を中心とした狭

表 1 種々の試料での発光

試料	発光
スプレイした MgO 粉末 アクティブ Ni 上の MgO スモーク その他、あまり熱処理を経っていない一般の場合	青色
純 Ni 上の MgO スモークを熱処理	赤みがかった橙色 電流が大きいと赤色に近くなる
スプレイおよびディップで純 Ni 上に塗布した $\text{Mg}(\text{OH})_2$ を熱処理	薄い桃色
ディップで純 Ni 上に塗布した MgO , $\text{MgO} + \text{Mg}(\text{OH})_2$, $\text{MgO} + \text{MgCO}_3$ などを熱処理	同上
純 Ni 上の $\text{MgO} + \text{Al}_2\text{O}_3$ を熱処理	緑色

い分布である。発光は取り出す電流が大きいほど強くなり、一般に一樣なグローと散在する輝点とからなり、不安定な陰極では輝点のチラツキが激しい。

後述する $P-N$ 接合陰極が電子放出時にやはり点状の発光を示すが、 MgO 冷陰極での点状発光も MgO 被膜中での局所的な電子なだれに対応していると考えられる。

1.6 真空度および各種ガスの影響^{(11), (14), (18), (2)}

MgO 冷陰極では一般の熱陰極と反対に真空度の低下と共にエミッションは増大し、不安定なものも安定化する傾向をもつ。コックを開閉しながら排気装置の真空度を加減し真空度と SSE の対応関係をしらべた結果は図 7 に示すごとくである。われわれの実験では H_2O , O_2 は SSE を大きく増大せしめ、 CO_2 は極く微量な場合を除き逆に SSE を減少させる。不活性ガスは一般に影響が小さい。冷陰極に使用した MgO 粉末についてその電気伝導度を測定してみると、 H_2O にさらすとその伝導度は上り、 CO_2 にさらすと逆に伝導度は下がるということが判った⁽¹⁴⁾。室温程度での MgO の比抵抗はわれわれのデータから推測すると $10^{30} \Omega\text{-cm}$ という極度に大きな値をもち、大きな SSE を得るには適度の電気伝導度が要求されるものと思われる。

このガスの影響については異なった結果も示されて

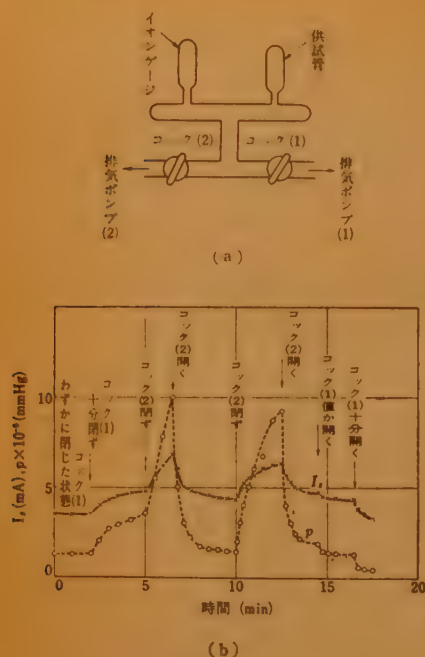


図7 SSEと直電圧の関係

いるが O_2 が SSE を増し CO_2 が SSE を減少させることは他⁽¹⁸⁾でも確かめている。

1.7 陰極温度の影響

この陰極は比較的広い動作温度範囲をもち、液体窒素温度から約 $700^\circ C$ 位まで動作するとされているが、実際には数百度 C 以上の安定な動作は望めないようである。陰極スリーブ内部にもうけられたヒータを加熱して陰極温度を変えながら SSE の変化をしらべた結果を図8に示す。陰極温度が上がると最初は SSE

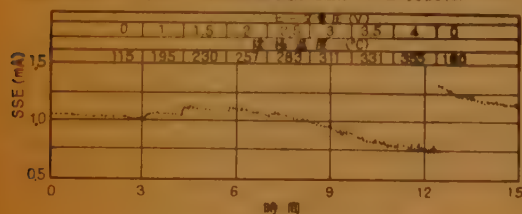


図8 SSEに及ぼす陰極温度の影響

が多少増大するが、 $300^\circ C$ 近くになると SSE の減少は目立ちしかも不安定になることが判る。被膜の電気伝導度が適度な値を越して増大すれば被膜に十分な電場がかからず SSE が生じ難くなることは当然である。

1.8 雑音および初速度分布^{(15), (16), (18), (19)}

MgO 冷陰極の持つ最も大きな欠点は雑音の大きいことである。実測データによると $10 \sim 10^4$ c/s の周波数範囲で雑音は $1/f$ にしたがうフリッカ雑音の特性を示

し、熱陰極真空管の非常に雑音の大きいものに比しても数桁以上雑音が大きい。

放出電子のエネルギー分布は著しく広がっており、約 13 eV にピークを持つ Maxwell 分布で近似できる。 13 eV という初速度エネルギーは電子温度約 $150,000^\circ K$ に相当し、電子温度という点では非常に高温陰極ということになる。

以上、この冷陰極は多くの興味ある性質をもち、ほとんど実用の一歩手前というところまで来ているのであるが、主として雑音および安定性という2点で使いこなせる段階にはまだ達していないようである。雑音および電子の初速度分布が大きいということはこの陰極の電子放出機構から来る本質的な特徴であり、むしろこの欠点を補う特殊な電極構造なり使い方なりを検討することが先決と思われる。また寿命の点では熱的な蒸発などに基づく陰極物質の消耗はないから長寿命が期待されるはずであるが、実際には SSE が突然消失したり、ふらついたり、急速に減衰したりして充分安定な長寿命陰極は得難いようである。

2. 電場放出陰極 (Field Emission Cathode)

MgO 冷陰極のニュースが報ぜられた Business Week の同じ紙上に Dyke カソード⁽²⁰⁾なる名称の冷陰極がある分野ではすでに実用の域に達していることが記されていた。これは開拓者 W.P. Dyke の名を冠した電場放出陰極で、長い年月にわたる研究が他の関連技術の発展と相まって実を結ぶに至ったものである。

2.1 発展の過程

電場放出そのものは 1897 年 R.W. Wood による発見以来 70 年の歴史を有する。しかしこの現象はきわめて不安定なもので、制御し得る現象として電圧電流特性が与えられたのは 1920 年の後半である。このとき電場放出電流 (I) と印加電圧 (V) との間に得られた実験式は

$$I = k_1 \exp(-k_2/V) \quad (2)$$

$$k_1, k_2 = \text{const}$$

である。そして同じ頃、Fowler と Nordheim は量子力学的なトンネル効果として初めて電場放出現象を扱いつぎの理論式を導いた。

$$I = \frac{e^2 F^2}{8 \pi h \phi [t(y)]^2} \exp \left[-\frac{4 \sqrt{2 m \phi}}{3 h e F} v(y) \right] \quad (3)$$

ただし

$$y = \sqrt{e^3 F / \phi} = 3.8 \times 10^{-4} \sqrt{F (\text{V/cm})} / \phi (\text{eV})$$

$v(y)$, $v(y)$ は電場 F によってわずかに変わる関数
で特に $v(y) \approx 1$

電場放出陰極に対する一連の実用化研究は 1946 年に始められ、まず基礎的性質の究明に精力的な仕事が続けられ、Dyke は常にその中心的存在として貢献した。1953 年には式 (3) が $100 < I < 4 \times 10^8 \text{ A/cm}^2$ の電流範囲内で実験とよく一致すること、電子放出による陰極での抵抗発熱が実用的な電流限界 (パルス: 10^8 A/cm^2 , D.C.: 10^7 A/cm^2) を与えることなどがつぎつぎに明らかにされた。これらについては Dyke, Dolan による総合解説に⁽¹⁸⁾ 詳しく述べられている。電場放出陰極を用いた種々の装置への開発研究は、その後 Linfield Res. Int. と米国の軍関係の種々の研究機関との協力態勢のもとで広範に進められた⁽¹⁹⁾。

2.2 不安定性の原因の究明⁽²⁰⁾

電場放出現象が長い歴史を有しながら実用までに至らなかった最大の原因はその著しい不安定性にあった。動作不安定の原因が真空中に関連した問題であることは以前から知られていたことであるが、その詳細が明らかにされたのはごく最近であり、この問題の究明が実用陰極への道をひらいたと言ってもよい。

式 (3) から明らかなように電場放出電流に大きく影響する因子は陰極の仕事関数 ϕ と陰極表面の電場 F である。この様子は図 9 に示してある。いま F を電極の幾何学的寸法 β

と印加電圧 V とで表わし、 $v(y) = 1$ として式 (3) を書き直すと次式を得る。

$$I = (K_1 \beta^2 V^2 / \phi) \exp [-K_2 \phi^{3/2} v(y) / \beta V] \quad (4)$$

ここで $K_1, K_2 \sim \text{const}$

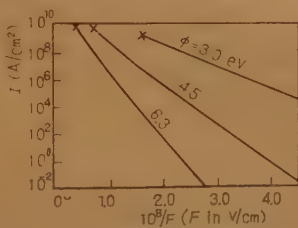
$$\beta = 2[r \ln (4R/r)]^{-1}$$

ただし r は電子放出体尖端の半径 (cm), R は陰極-陽極間間隔 (cm)。したがって一定電圧のもとで電場放出電流を β と ϕ の関数として解析することができる。いま F と ϕ を典型的な値としてそれぞれ $5 \times 10^7 \text{ V/cm}$ および 4.5 eV に選んでみると、 $\phi, V \sim \text{const}$

として β が 1% 変化すると I は 15%, $\beta, V \sim \text{const}$ として ϕ が 1% 変化すれば I は 20% 変化する。すなわち、 β, ϕ のわずかな変化によって電場放出電流は大幅に変化することが判る。それ故電場放出電流を不安定にする原因としては β, ϕ を変化させる因子を主として考えればよい。

まず β の変化としては主として陰極表面に微小突起が生じて表面が粗雑化し、実効的に β が増大することが挙げられる。陰極表面に小さな突起が生ずる原因は、ガラス容器を通して大気中から拡散してきた He がイオン化して高エネルギーで陰極を衝撃することに在ると考えられている。小さな表面突起が生ずると電流密度は増し、それにつれてイオン衝撃も増大し、陰極でのジュール加熱が加速的に激化し急速に寿命がくる。実験によるとこの電流密度の増加速度は、 $10^{-8} < p < 10^{-6} \text{ mmHg}$ の範囲内で He の分圧に比例することが確かめられている。そして He の残留圧が 10^{-8} mmHg という低い値でも電流の増大は無視できない程度で、充分安定な電場放出陰極を得るには He の分圧をこれ以下に保持する必要がある。 10^{-8} mmHg という He 分圧は、たとえばコーニング 7740 パイレックスガラスで作られた 1 l の封じ切り容器中に 1 時間以内に拡散してくる He の量に相当する。したがって充分な安定性を確保するには He の透過率の少ないガラス容器を選ぶことがまず第一の問題となる。この目的に合うガラスとして選ばれたのがコーニング 1720 アルミノシリケートガラスで、これはコーニング 7740 に比し He の透過速度が数桁も小さい。このガラスはその上、高温でのベーキングも可能で (焼鈍温度: 712°C) 充分にガス出しをすることもできる。

つぎに ϕ を変化させる原因は種々の不純物が陰極表面に吸着することにある。不純物源としては①残留ガス、②電極表面における吸着物質、③電子衝撃によるガラス容器表面からの解離物質があり、これらの不純物は陰電性ガスとして陰極表面に吸着しその仕事関数を増大させる。したがって ϕ の変化を少なくするためには He などの不活性ガス以外の化学的に活性なガスの残留圧をも充分低い値に保たねばならない。このためには管内の到達真空中度を上げ電極部品のガス出しを充分に行なうことが肝要で、実際に採られた排気スケジュールの一例はつぎのごとくである。まず排気系としては 70 l/sec の全ガラス製の水銀拡散ポンプを用い液体窒素のトラップをつける。また金属電極としては



×印の点では強電場により表面電位障壁がフェルミレベルまで下げられる

図 9 仕事関数 ϕ をパラメータにして示した電場 F と電場放出電流 I の関係

Mo または W のみを用い排気中は約 2000°C に加熱し、加熱中でも真空度は 10^{-9} mmHg 程度に保たれるよう充分ガス出しを行なう。ガラスのベーキングは 650°C まで行なうが、この温度では Mo の引出しリードが過度に酸化しないよう N_2 ふん囲気でベークする必要がある。He を充分抑えるためにはリードが過度に酸化されないようにすることも大切である。このような金属電極のガス出しとガラス容器のベーキングとを交互に何度も行ない、必要に応じ 50~100 時間排気を続け、封止前の真空度を 10^{-10} mmHg 程度になるようにする（封止の際は瞬間的に 10^{-8} mmHg まで真空度は下がるが直ぐに元に恢復する）。封じ後あらかじめガス出しされた Ti ゲッタをフラッシュすれば最終的に真空度が決まり、非動作時は推定 10^{-13} mmHg の真空度に達しているとみられる。

以上のように適当なガラス容器と排気スケジュールを選ぶことにより、He の分圧および活性ガスの残留ガス圧を充分低くし、電極表面における吸着ガスも無視し得るほどにすることができ、さきに指摘したエミッションを不安定にする因子をほとんど除去することができる。

2.3 電場放出冷陰極の特徴^{(19), (20)}

2.3.1 長所 同じく冷陰極と言っても電場放出陰極と MgO 陰極とは著しく性質が異なり、二、三の重要な点で電場放出陰極は優れた性能をもっている。その一つは電圧変化に対する電流の追従速度で、MgO 陰極では既述のごとく電流の立上がり非常に遅いのに対し、電場放出体では電圧と電流の対応関係が超高周波まで瞬間的に成立する（実験的には 36 kMc まで確認）。また電場放出体では起動刺激のようなものは必要とせず電圧印加と同時に電流が流れることはもちろんである。

つぎの大きな長所は初速度分布が小さいということで、MgO 冷陰極が大きなエネルギー分布を持つのと対称的である。

電場放出電子がわずかな速度分布の中に入るという事実は、電場放出現象が量子力学的なトンネル効果であることを裏書きする最も確かな証拠

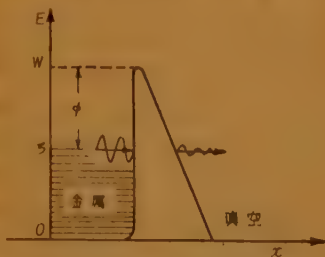


図 10 電場放出の説明図

となっているので少しくこの問題にふれておこう。図 10 は電場放出の機構、すなわちトンネル効果を示す図である。式 (3) に与えた電場放出電流の式はもともと、運動エネルギーの x 方向成分が E_x と $E_x + dE_x$ の間にある金属内の電子が単位時間に金属の単位表面積に到来する数 $n(E_x)dE_x$ と、電子がトンネル効果で逸み出す確率 $P(E_x, F)$ とから

$$I = e \int_0^\infty n(E_x) P(E_x, F) dE_x \quad (5)$$

によって得られたものである。ところで $P(E_x, F)$ は一定電界のもとでは K を定数として

$$P = \exp[-Kv(y)(W - E_x)^{3/2}] \quad (6)$$

で与えられる。したがってフェルミエネルギー ϵ より大きな運動エネルギーをもつ電子に対しては $(W - E_x)$ が小さくなり、エネルギー障壁の薄いところを透過すればよいことになり P は大となるが、 ϵ より上では $n(E_x)$ が急速に稀薄になるためトンネル電流としては急速に小さくなる。またくから下では $W - E_x$ が大きくなり P が急速に小さくなる。したがって I が大きな値をもつのは $E_x \approx \epsilon$ の付近に限られ、放出電子は一樣な速度をもつことになる ($E_x \approx \epsilon$ とすれば $W - E_x \approx \phi$ となり、式 (3) のごとく I は ϕ を含んだかたちで表わされる)。タングステンからの電場放出電流を常温で測定してみると、エネルギー分布の半値幅は 0.4 eV 程度の小さな値となり上記の推測が裏づけられる。

電場放出陰極のもつもう一つの大きな長所は非常に大きな電流密度が得られるという点にある。MgO 陰極では 10^{-8} A/cm² の電流密度がせいぜいであるのに対し電場放出陰極ではパルスで 10^4 A/cm²、D.C. で 10^3 A/cm² という著しく大きな電流密度を利用し得る。

2.3.2 短所 以上の大きな長所に対し、この陰極も幾つかの欠点を有する。その一つは強電界を与えるために高い電圧を印加する必要があることで、この電圧は陰極先端の径によって支配される。実験室的には 320 V から 500,000 V にわたる電圧が使用されたが、陰極先端の径は最低電圧に対して 10^{-6} cm、最高電圧に対して 10μ という値である。実用の多くには数 kV から数十 kV の電圧が使用されている。もう一つの大きな欠点は超高真空を必要とする点であるが、これは前述のごとくして解決され実用的見地からも超高真空の利用は次第に身近かなものとなってきている。

電場放出陰極は寿命の点でも多少問題がある。それは $10^{-10} \sim 10^{-12}$ mmHg という超高真空中で動作させて

も長時間動作の後には陰極表面に不純物が付着したり、凹凸が生じたりしてエミッション特性が変わってくるので、使用した電流密度や管内の真空度に応じて 100~1000 時間に 1 回の割合で簡単な加熱フラッシュを陰極にほどこし陰極の表面状態を整える必要があることである。この操作は“reconditioning”と称されるが、実際には陰極体の支持フィラメントに ms の短時間、コンデンサからの放電を与え、約 2,000°K に瞬間的にフラッシュする方法が採られている。陰極表面の凹凸が短時間の加熱で平滑化されるのは表面張力により陰極表面の原子が拡散を起こし突起部分を消滅させることによる。いま針状の電子放出体先端の半径を r (cm) とし、これが $T^{\circ}\text{K}$ に加熱されたとすると、針の先端が軸方向に後退する速度は z を先端頂点の軸方向座標として次式で与えられる⁽²¹⁾。

$$\frac{dz}{dt} = \frac{\Omega_0}{A_0} \frac{D_0 \exp(-Q/kT)}{kT} \frac{1.25 r}{r^3} \equiv \frac{C}{r^3} \quad (7)$$

ここで Ω_0 は原子 1 個あたりの体積、 A_0 は原子 1 個あたりの表面積、 D_0 は拡散常数、 Q は拡散の活性化エネルギー、 r は表面張力、 k はボルツマン常数であり、1.25 という数値は針の形状からくる因子である。 r が小さいときは急速に先端が鈍り突起の平滑化が速に行なわれるこ

とが判る。タングステンの場合につ

いて数値を入ると式 (7) は cm/sec 単位で

$$\frac{dz}{dt} = -2.6 \times 10^4 \frac{\exp(-36,300/T)}{Tr^3} \quad (8)$$

となり、これを図示すれば図 11 を得る。 $r \approx 10^{-5}$ cm 程度の電場放出体の表面に生じた $r \approx 10^{-6}$ cm 程度の小突起なら、2,000°K 数 ms の加熱で充分平滑化されることが理解される。

このようなフラッシュ操作は陰極を作る際にも利用される。すなわちエッチングなどで先端を出した陰極の表面は凹凸のある粗面であるから、使用前にはやはりこのフラッシングにより先端の平滑化を行なうことが必要なのである。

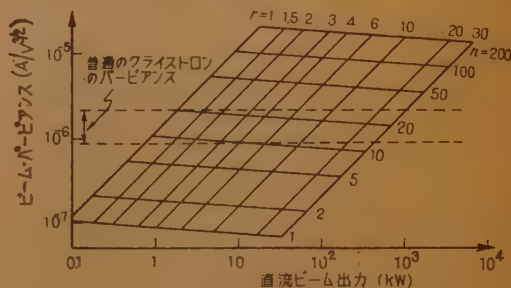
2.4 実用面への応用⁽¹⁹⁾

2.4.1 概要 電場放出体として実際に使用されているのは針状にエッチされたタングステンで、実用の一例では放出体先端の半径が 2×10^{-6} cm、有効電子放出面積が 10^{-9} cm² である。この電場放出体を用いた封じ切りの二極管で長時間にわたり D.C. 35W のビーム出力を安定に取り出している。これは単位面積あたりの出力にすると 3.5×10^{10} W/cm² ということになる。このように電場放出を用いた陰極は超小形で著しく大きな出力を取り出し得ることになるが、注射針の中に装填した電場放出銃の一例を図 12 に示す。これでピーク出力 1 kW を得たという。針状陰極を単独に 1 本だけ使用する代わりに、これを何本かくしの歯



1: 針状陰極 2: フィラメント支持体 3: セラミック絶縁体 4: 陽極 (直径約 0.030" の注射針)
B は比較のために示した普通の縫針の頭

図 12 注射針の中に装填した電場放出陰極



r (10^{-6} cm 単位) をパラメータにして示したビームパワースと直流出力の関係
図 13 電場放出陰極針の数 n と針の半径

状に並べたもの、何本かを一束にしたもの、あるいはかみそりの刃状にしたものなどはさらに大きな出力を出し得る。40本の針を櫛状にしたものはパルス動作で

3 meg W のピーク出力をもち、かみそりの刃状にしたものでは 30 meg W のピークを出し、束状にしたものではフラッシュ X 線管に実用され 300 meg W のピーク出力を出している。

針の数を多くするという事は電子ビームのパービアンスを大きくする上にも有効である。図 13 は針の数 n および針の尖端の径 r をパラメータとして D.C. ビーム出力とビームのパービアンスの関係を示したものである。適当に針の数を多くすれば、普通クライストロンで得られているパービアンスを凌ぐものが容易に得られる。ただ針を多数使う場合には個々の針での電流密度を揃えねばならず、電流密度のバラツキを 10 % 以内に抑えるためには針の寸法のバラツキを 1 % 以内に抑えねばならない。

2.4.2 FEMITRON 大きな電流密度、著しい非直線性、小さな陰極寸法などの特徴から電場放出陰極は超高周波真空管の陰極としてまず注目された。波長 3 cm ~ 8 mm 範囲内で動作する三極管が実際に作られ FEMITRON という名がつけられた。この構造は図 14 に示してあり、直流バイアスに重ね合せて RF 電圧を与えた

ときの電圧電流特性は図 15 に示すごとくである。

式 (3) は超高周波でも成り立つのであるから、電子放出は RF 電場に

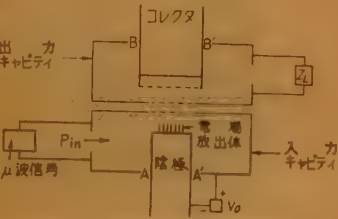
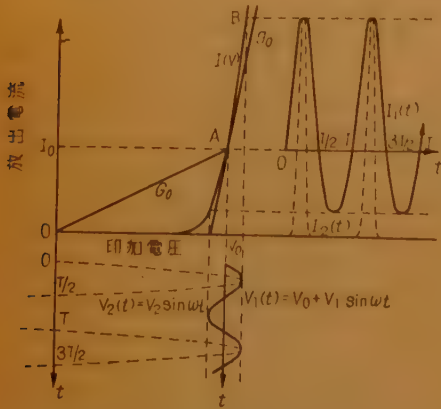


図 14 FEMITRON の構造



電圧電流特性 $I(V)$ と動作点 A が D.C. コンダクタンス G_0 および A.C. コンダクタンス g_0 を決める。 $V_1(t)$, $V_2(t)$ に対応して $I_1(t)$, $I_2(t)$ が現われる。 T は印加電圧の RF 成分の周期

図 15 FEMITRON の特性

応じて制御され、電子ビームは RF 電場と同相に集群される。電子放出の際にすでに充分この集群が行なわれるため、特に速度変調などを行なう必要はなく電子ビームを集群するための空間を必要とすることもない。したがって FEMITRON では陰極とコレクタの間隔を充分小さくでき、X 線管用の一例ではこの間隔が 1 mm である。また FEMITRON は図 15 に示すように著しい非直線性を有するから電流波形のひずみは大きく、多くの高調波成分を含み、増幅の他に周波

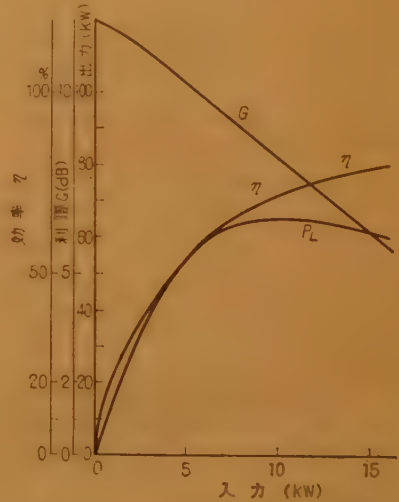


図 16 20 本の針を用いた FEMITRON の諸特性 (計算値)

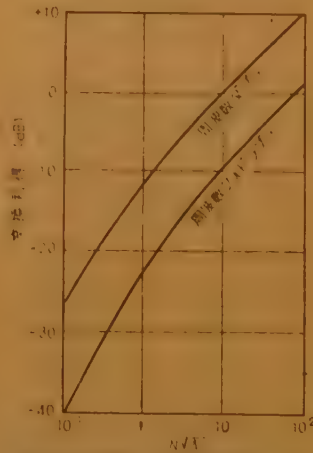


図 17 電場放出陰極を使用した周波数通倍管の変換利得 (計算値) N は電場放出体の数、 λ は入力波の波長 (cm)、ビームの透過率および結合係数は 1 と仮定

数通倍や周波数混合を行なうこともできる。

図 16 は、径 8×10^{-3} cm の針を 20 本使った FEMITRON で期待される諸特性である。大きな出力と高い効率を持ちながらも適度の利得も期待し得ることがわかる。また図 17 は周波数通倍管に使用したときの変換利得を計算したものである。動

作条件を適正に選び充分な数の針を使用すれば 1kW 以上の出力で 1 dB 程度の変換利得が得られる。

ミリ波の波長領域で増幅、変調、混合、通倍などの機能を大きな出力のもとで持たせ得るということは画期的と言える。

2.4.3 FEXITRON, その他の X 線管 電場放出にはもともと高い陽極電圧が要求されるのであるから、電場放出陰極は X 線発生用の電子源として適している。Field Emission Corp. ではすでに電場放出陰極を使用したフラッシュ X 線管を作製し FEXITRON なる名を与えている。これは 0.25 mm 径のタングステン線 5 本から成り、陰極—陽極間距離 0.5 cm, 陽極電圧 300 kV, 電子流 1,000 A であり、最高出力 300 meg W が得られる。

電場放出陰極の使用により大出力の X 線装置も軽量で携帯可能なものとなり、45 ポンド程度の箱状の X 線装置も実現しそうである。さらに X 線管が図 12 に示した程度に微小化できれば、これを局所的な患部の治療や診断に注射針のようにして使用することができる。医療用としてはこの他、可変 duty サイクルのパルス動作 X 線装置や、 μ s 間隔で 2.5×10^7 レントゲン/sec の X 線束を発生させる装置なども作られている。X 線顕微鏡にも電場放出陰極を使用することが考えられており、これを使用すればもっと強力で露出時間の短いものになる。

2.4.4 電子光学的装置 高解像度、高速度、高輝度の要求される電子光学装置には電場放出陰極が適している。25 μ 径のスポットでビーム効率 0.3% の陰極線管がすでにできており、現在の電場放出陰極の技術で 100 μ A のビーム電流が得られる。スポットの大きさを 1 μ 径にすることも可能なようであり、一般にスポットの大きさが 25 μ 径以下では電場放出陰極の方が熱陰極より大きなビーム電流を出し得る。いま任意の点 x での電流密度を J_x とすれば、これは熱電子放出および電場放出の場合それぞれつぎのごとく与えられる。

$$\left. \begin{aligned} J_x &= J_0 \frac{eV}{kT} \sin^2 \alpha \quad (\text{熱電子放出}) \\ J_x &= J_0 \frac{eV}{d} \sin^2 \alpha \quad (\text{電場放出}) \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

ここで J_0 は陰極表面での電流密度、 V は印加電圧、 T は陰極温度、 α は電子の速度と光学軸とのなす角、 d は電場放出電子のエネルギー分布である。偏向の腕を 25 cm とし、球面収差の電子レンズを用い、空間

電荷が生じないように充分な陽極電圧が与えられているとして式 (9) からビームの太さとビーム電流の関係を求めた結果が図 18 である。

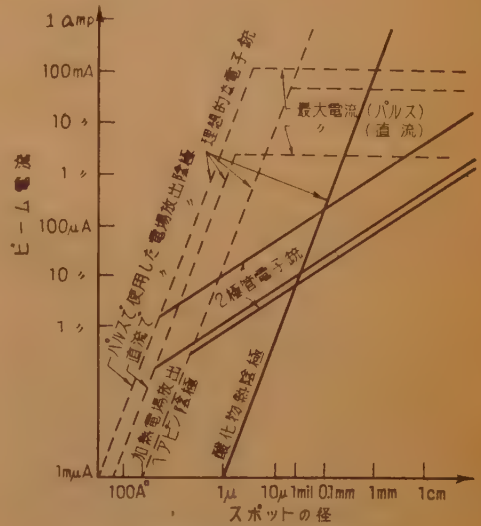


図 18 陰極線管に使用したときの熱電子陰極と電場放出陰極との比較

2.4.5 その他の用途 以上のほか電場放出陰極は整流管や電圧調整管にも利用できる。電圧調整管について簡単に説明しておこう。これは、電場放出電流が陽極電圧の変化により急激に変化することを利用し、電流を監視してそれを一定に保持することにより電圧を微細な変動範囲に抑えようとするものである。実際に電場放出四極管をこの目的に使用し、50% の電圧変動をする kV 程度の高電圧を 0.1% 以内の変動に抑えている。図 19 はその一例で、電流変化を 1% に抑えていることからこの場合の電圧変動は 0.06% 程度と推定される。

このほかにも μ 波ないし mm 波の領域で幾つかの用途が考えられており応用分野が着々と拡大されつつ

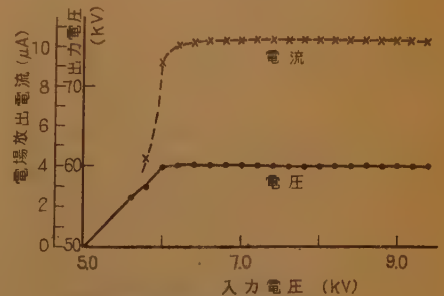


図 19 電場放出陰極を使用した電圧調整管の特性

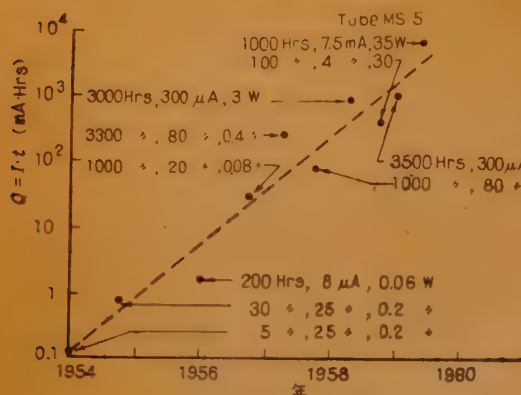


図 20 電場放出陰極の安定度の向上

I は直流電流 (mA), t は連続動作時間 (Hrs)

ある、この陰極の安定度の指標ともいえるべき直流での動作電流 I (mA) と reconditioning の周期 t (時間) との積 $Q = I \cdot t$ はここ数年来急速に増大してきおり、図20に示すように時定数略 1/2 年で指数関数的な増大を続けている。この割合で上昇を続けるならさらに多くの分野への利用が期待される。

電場放出陰極は超小形真空管⁽²³⁾ (Micron-Sized Vacuum Tube) の実現をも可能にする。図 21 に示すのが電場放出陰極使用の超小形真空管の構造例である。極微小な真空泡の中に電場放出陰極、制御格子、しゃへい格子、陽極を具備した四極管であり、真空蒸着法によりこのような超小形管を 10^4 個/in² の密度で稠密にもうけることができる。陰極、格子は径が 200~300 Å の針から成り、陽極電圧 100V 以下でも充分な量の電子放出が得られ、10V 以下でも動作する。その他この超小形管は、わずかな電圧変化で大幅に電流を変化させることができる。スイッチング時間が著しく短い (10^{-10} sec) などの長所を有し、その製作方法さえ確立されれば多くの用途を期待し得るものとなろう。

3. 半導体冷陰極

なだれトランジスタの出現以来、Si, Ge を主体とす

る半導体の $P-N$ 接合部における電子なだれ現象は実験的にも理論的にもくわしく検討されてきたが、この研究から派生したのが $P-N$ 接合で生ずる“熱い電子”を利用した電子放出体である。これは実用にはまだほど遠いものであるが、一応 Si, Ge, SiC について電子放出が確認されており、推定 1 A/cm^2 の電子放出が得られている。

もう一つの新しい電子放出体の提案はトンネルダイオードの発見に刺戟されたもので、金属-半導体 (または絶縁体) の接合部に生ずる電位障壁でのトンネル効果を利用しようというものである。これはいまのところまだ電子放出を得る段階に至っていないが着想としては注目すべきものであろう。

3.1 $P-N$ 接合陰極

半導体の $P-N$ 接合に逆方向の電圧を印加すると、ある値で急激に電流が増大しいわゆるなだれ現象が生ずる。これは狭い接合部に大部分の電圧がかかり、ここに強電界が形成されることによるもので、この状態では大きな運動エネルギーをもった“熱い電子”が多量に発生する。この“熱い電子”が半導体表面の仕事関数に打ち勝つだけのエネルギーをもって表面に達すればそこで当然電子放出が起こることになる。ところでどういふ条件のときに最も電子放出が起こり易いかを考えてみると、まず第1の条件は上述の電子のエネルギー ϵ_0 が表面の仕事関数 ϕ よりも大きいということ、 $\epsilon_0 > \phi$ 、であるが、もう一つはなだれ現象によって電子-正孔対が生成されるのに必要なエネルギー ϵ_g に比して仕事関数が小さいということ、 $\epsilon_0 > \phi$ 、である。後者は光電子放出や二次電子放出においても大きな yield を得るために要求される条件である。もし $\epsilon_0 < \phi$ であれば、電子放出に寄与する ϕ より大きなエネルギーを持つ電子は表面に達して外部に逸出する前に価電子との散乱を起こし、電子-正孔対を新たに生成してエネルギーを失ってしまう。一方、 $\epsilon_0 > \phi$ であれば、 $\epsilon_0 > \epsilon_g > \phi$ なるエネルギーの電子は電子-正孔対を生成することなしに有効に電子放出にあずかることができる。したがって大きな電子放出を得るためにはできるだけ ϕ を下げるか、 ϵ_g の大きいものを使用しなければならない。 ϵ_g の値は帯制御幅 (ϵ_g) に比例し $\epsilon_0 = 1.5 \sim 2.0 \epsilon_g$ であって、Ge, Si, SiC でそれぞれ $1.5 \sim 1.9 \text{ eV}$, $2.0 \sim 2.5 \text{ eV}$, 4.3 eV であり、一方、 ϕ としてはこれらの半導体でいずれも 4.0 eV 位である。それ故 Ge, Si では ϕ の低減を考えねばならず、SiC では特にその必要のないことが判る。なお図 22 には電子放出の容易なも

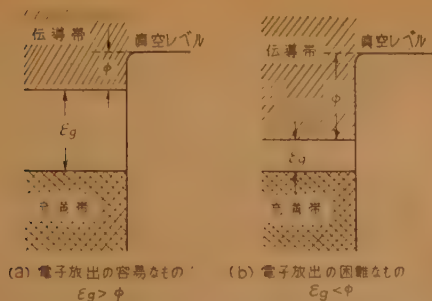


図 22 半導体からの“熱い電子”放出の難易

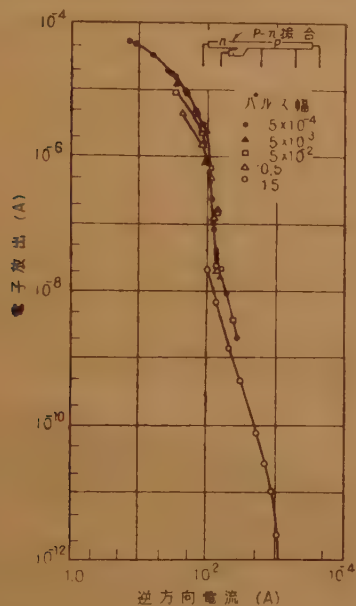


図 23 Si P-N 接合からの電子放出

のと困難なものとの比較をエネルギー帯形によって示してある。

この冷電子放出に関する最初の実験は J.A. Burton⁽²³⁾によって行なわれた。この実験では Si の P-N 接合を用い、高真空中で接合表面に Cs を吸着させ ϕ の低減を図っている。試料は N 領域、P 領域の比抵抗がそれぞれ 2 Ω -cm, 0.6 Ω -cm の成長形接合であり、接合部が表面と交っている部分から電子を取り出した。図 23 は P-N 接合の逆方向電流と得られた電子放出の関係であり、逆方向電流 10 mA 位から電子放出は急増しており電子なだれはこの付近から始まる。この場合なだれ現象に個有な発光が接合部に認められ、発光部分のみから電子放出が行なわれているとすれば電子放出電流密度は約 50 mA/cm² に達する。

W.E. Spicer⁽²⁴⁾ は、Burton の場合と多少処理方法

は異なるが、同じく Si の P-N 接合を用い Cs 被覆を行なったものについて電子放出を観測しており、最高 10⁻³ A の電流を得ている。結晶での電圧降下を差

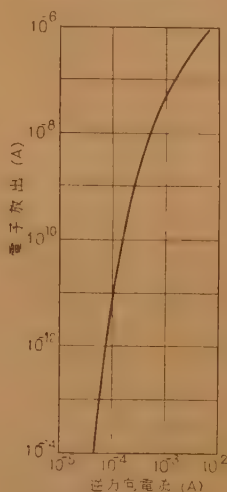


図 24 SiC P-N 接合からの電子放出

し引くと 40V 以下の逆電圧で 1 mA 以上の電子放出を得る。

大きな ϵ_0 をもつ半導体に着目したという点では Patrick, Choyke⁽²⁵⁾ の SiC に関する実験がある。これでは特に ϕ を下げることはしておらず、接合部にみられる点状の発光部分を電子放出面積として 1 A/cm² の電子放出密度を得た。図 24 がその結果である。

電子放出としてかなり大きな電流を観測したもう一つの実験は Simon, Spicer

⁽²⁶⁾ のもので、これは N 領域、P 領域の比抵抗がそれぞれ 0.01 Ω -cm, 1 Ω -cm の成長形 Ge P-N 接合であり、Burton の場合と同様仕事関数低減のため表面には Cs が被覆されている。この実験では光電子放出の測定も行なっており、その threshold から Cs を被覆した表面の電位障壁の高さを推測している。すなわち、接合部に逆電圧を印加しないとき光電子放出の threshold として約 1.5 eV を得ており、もしこれが表面の金属 Cs のフェルミレベルからの光電子放出に対応するとすれば、これはそのまま表面障壁の高さを与え、価電子帯上端からの光電子放出に対応するとすれば 1.5 eV から禁制帯幅 0.7 eV を差し引いた約 0.8 eV が表面障壁の高さということになる。したがって Cs 被覆 Ge では $\phi=0.8\sim 1.5$ eV と見積られる。一方 Ge では電子—正孔対の生成に必要なエネルギー ϵ_0 は 1.5~1.9 eV と見積られているから $\epsilon_0 > \phi$ の条件が満たされ、この場合大きな電子放出を期待できることが判る。Burton の試料もほぼこれと同じ事情にあるものと思われる。

P-N 接合からの電子放出をもつと詳細に検討し、この場合の電子放出の式を導く研究が B. Senitzky⁽²⁷⁾によって行なわれている。この実験では表面に何も被覆しない Si の P-N 接合を用い、したがって Tauc⁽²⁸⁾の場合と同様電子放出はきわめて微弱でガイガーカウンタで測定している。実験的に、P-N 接合からの電

子放出は、接合部にかかる電場、接合部を流れる電流、接合部の温度などに支配されることが示され、温度依存性はあらわに示すことは困難であるが、 $P-N$ 接合からの放出電流 I は ϵ_0 , ϕ , 接合部の電場 E , 接合部を流れる電流 I_j などの関数として結局次式で与えられている。

$$I = I_j (\alpha \cdot x_0) \frac{\epsilon_0 \lambda_i^2}{\phi R \lambda} \exp \left\{ - \left(\frac{\phi - \epsilon_0}{q E \lambda_i} \right) \right\} \quad (10)$$

ただしここで α は電子が接合部単位長さあたり新たに電子-正孔対を作る確率（イオン化確率）で

$$\alpha = (qE/\epsilon_0) \exp[-\epsilon_0/qE\lambda] \quad (11)$$

で与えられる。また x_0 は一様電場 E がかかっている領域の長さ、 R は円形接合とした場合の半径、 λ_i はイオン化衝突に対する平均自由行程、 λ は音響量子との衝突に対する平均自由行程、 q は電荷である。

なお最近 Gleichauf と Ozarow⁽²⁹⁾ は $\text{SiC } P-N$ 接合からの電子放出を電子放出顕微鏡を用いて観察し、接合部にみられる発光輝点との対応をしらべている。その結果両者には明かな対応関係が認められ、電子放出像が観察されるものでは必ず発光輝点も認められることを確かめている。このことは $P-N$ 接合からの電子放出はいわゆる“マイクロプラズマ”に関連した現象であることを裏書きする。したがってこの種電子放出は本質的にかなり不安定なものであって、 $P-N$ 接合に大きな逆方向電流を流さなければ電子放出は得られないこと、大きな電子放出面積を得難いことなどと相まって、 $P-N$ 接合陰極を実用までもっていくことにはかなりの困難を伴うものと思われる。

3.2 トンネル陰極

既述のように電場放出陰極は陰極表面における電位障壁でのトンネル効果を利用したものであるが、ここで紹介するのは金属-半導体(または絶縁体)間の電位障壁でのトンネル効果を利用するものである。したがって前者を外部トンネル効果とするなら後者は内部トンネル効果であり、C.A. Mead⁽³⁰⁾ にしたがい後者は“トンネル陰極”という名をつけることにする。

これは図 25 に示すように二つの金属の間に適度な禁制帯幅をもった絶縁体または半導体薄膜をはさんだ構造をとる。図のようにバイアスが与えられていれば、負電位の金属(Ⅰ)のフェルミレベル付近にある電子は中間層のエネルギー禁制領域をトンネル効果によって通り抜け正電位の金属(Ⅱ)に達する。そしてもし電子の平均自由行程がこの電極(Ⅱ)の厚さよりも長ければ、中間層を透過してきた電子はこの電極をも

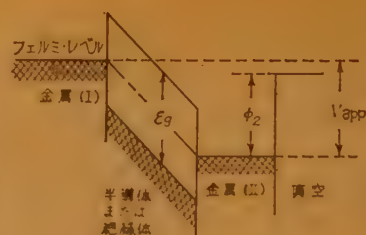


図 25 トンネル陰極の原理

通り抜けその表面に達する。ここで電極(Ⅰ),(Ⅱ)間に与えられる電圧 V_{app} が電極(Ⅱ)の仕事関数 ϕ_2 よりも大きければ、電極(Ⅱ)の表面まで透過してきた電子は表面仕事関数に妨げられることなしに外に放出される。

このような機構のトンネル陰極では中間層の材料と厚さおよび正電位電極(Ⅱ)の厚さが問題となる。電極(Ⅱ)の厚さについては上述のように電子の平均自由行程よりも小さくしなければならず、しかも電極として金属的性質をもたねばならないから、この厚さは大体 100 \AA 程度ということになる。つぎに中間層であるが、ここを電子が透過するためにはエネルギー禁制帯の幅 e_g があまり大きく過ぎては困る。それは一定トンネル電流密度、一定電圧のもとでは電位障壁の幅 d と禁制帯の幅 e_g との間には逆比例の関係があり、 e_g の大きいものでは膜厚を薄くしなければならないからである。絶縁体では e_g が著しく大きいから、これを中間層として使用するときはこれを著しく薄いものとしなければならない。均一に再現性よくこのような薄層を作るということには非常に困難を伴う。絶縁被膜が実用的でないもう一つの理由は、膜厚が薄くなる結果必然的に電界が強くなり、絶縁破壊が起こり易くなることである。このような見地から D.V. Geppert⁽³¹⁾ は中間層物質として禁制帯幅の比較的小さなもの、すなわち半導体を選んだ。伝導電流に比しトンネル電流が圧倒的に大きいためには比抵抗の余り小さなものでは困るわけで、Geppert が実験に使ったのは禁制帯幅約 2.0 eV の Cu_2O である。実験としてはまだ電極(Ⅱ)から外に放出される電流を測定する段階に至っていないが、(Ⅰ),(Ⅱ)間に流れる電流がトンネル電流から成ることは確かめている。

Geppert はこの陰極が実現されれば高電流密度、低雑音電子源として高出力マイクロ波管陰極に最適であると期待している。高電流密度はよいとして低雑音はどの程度期待できようか。かれの説によれば、いわゆる電場放出陰極と異なりこの陰極では陰極前面に強電

場が存在しないため、空間電荷による仮想陰極の形成が可能であり、陰極温度を下げれば格子温度に依存する放出電子の速度分散をいくらでも小さくすることができるというのである。実際に電極(II)から外への電子放出がどの程度起るものか疑問であり、均一な中間層および極度に薄い正電位電極の形成など製作技術上の難点は大きいと思われる。

文 献

- (1) 今井：“熱電子発電器”，電学誌 **81**, p 281, (1961).
今井：“直接発電の近況”，電気計算 **29**, p 1183, (1961).
- (2) 第 7 回応用物理学関係連合講演会電子放射 シンポジウム予講, (昭 35-04).
- (3) 応物誌 (冷陰極特集号) **30**, 5, (1961).
- (4) 今井：“冷陰極真空管”，エレクトロニクス **4**, p 1225, (1959).
今井：“MgO 冷陰極”，電子技術 **1**, p 25, (1959).
納賀：“真空管用冷陰極”，真空 **3**, p 87, (1960).
- (5) 納賀：“冷陰極について”，応物誌 **30**, p 297, (1961).
- (6) “Tung-sol confirms cold cathode tube”, Electronics News, (Jan. 26, 1959).
- (7) H. Jacobs: “Field-dependent secondary emission”, Phys. Rev. **84**, p 877, (1951).
- (8) H. Jacobs, T. Freely and F. Brand: “The mechanism of field dependent secondary emission”, Phys. Rev., **88**, p 492, (1952).
- (9) D. Dobischek, H. Jacobs and J. Freely: “Mechanism of self-sustained electron emission from magnesium oxide”, Phys. Rev., **91**, p 804, (1953).
- (10) A.M. Skellett, B.G. Firth & D.W. Mayer: “The magnesium oxide cold cathode and its application in vacuum tubes”, I.R.E. **47**, p 1074, (1959).
- (11) 今井：“MgO 冷陰極”，通研実報, **9**, p 397, (1960).
今井, 水島, 五十嵐：“MgO 被膜の冷電子放射と発光現象”，昭 34 日本物理学会年会予稿。
同上：“酸化 Mg 被膜の室温における電子放射”，昭 34 信学全大予稿。
- (12) A. Sussman: “Rise-time measurements in MgO cold cathode diodes”, I.R.E. **49**, p 517, (1961).
- (13) T. Imai, Y. Mizushima & Y. Igarashi: “New cold cathode using magnesium oxide”, J. Phys. Soc., Japan **14**, 979, (1959).
- (14) 今井：“MgO 冷陰極”，物性 **2**, p 304, (1961).
- (15) H.N. Daglish: “Electron emission from cold magnesium oxide”, P. I.E.E. **108 B**, p103, (1961).
- (16) 田宮：“タンソル社 MgO 冷陰極真空管の電気的特性”，第 292 回電子放射研究会講演 (昭 35-09).
- (17) Business Week (Jan. 31, 1959).
- (18) W.P. Dyke & W.W. Dolan: “Field emission”, Advances in Electron Physics, **8**, p 89, (1956).
- (19) W.P. Dyke: “Field emission, a newly practical electron source”, Trans. I.R.E. **MIL-4**, p 38, (1960).

- (20) E.E. Martin, J.K. Trolan & W.P. Dyke: “Stable high density field emission cold cathode”, J.A. Phys. **31**, p 782, (1960).
- (21) W.P. Dyke, F.M. Charbonnier, R.W. Strayer, R.L. Floyd, J.P. Barbour & J.K. Trolan: “Electrical stability and life of the heated field emission cathode”, J.A. Phys., **31**, p 790, (1960).
- (22) “Micron-sized vacuum tubes”, electronics **33**, p 100, (1960).
- (23) J.A. Burton: “Electron emission from avalanche breakdown in silicon”, Phys. Rev. **108**, p 1342, (1957).
- (24) W.E. Spicer: “Hot electron emission from silicon”, Bull. Am. Phys. Soc. Ser. II **5**, p 69, (1960).
- (25) L. Patrick & W.J. Choyke: “Electron emission from breakdown regions in SiC $p-n$ junctions”, Phys. Rev. Letters **2**, p 48, (1959).
- (26) R.E. Simon & W.E. Spicer: “Field induced photoemission and hot-electron emission from germanium”, J.A. Phys. **31**, p 1505, (1960).
- (27) B. Senitzky: “Electron emission from silicon $p-n$ junctions”, Phys. Rev., **116**, p 874, (1959).
- (28) J. Tauc: “Electron emission from silicon $p-n$ junctions”. Nature, **181**, p 38, (1958).
- (29) P.H. Gleichauf & V. Ozarow: “Electron emission microscope and velocity distribution studies on silicon carbide $p-n$ junction emitters”, J.A. Phys., **32**, p 549, (1961).
- (30) C.A. Mead: “The tunnel-emission amplifier”, I.R.E. **48**, p 359, (1960).
- (31) D.G. Geppert: “Internal field emission and low temperature thermionic emission into vacuum”, I.R.E. **48**, p 1644, (1960).

採 録 決 定 論 文

12 月編集会分 [] 内の数字は寄稿月日

- 山下不二雄：平衡給電形飛しょう体翼用ホイップアンテナ [36.6.7, 10.5]
- 吉川昭吉郎, 村上正之, 池谷和夫：エキスポネンシャルホーンの一考察 [36.7.6, 10.7]
- 川島 将男：搬送波抑圧 VSB 伝送系における位相同期方式について [36.2.21, 11.8]
- 小口 知宏：降雨による電磁波の減衰の偏波面による違い [36.1.13]
- 石田哲朗, 虫明康人：2 枚の抵抗板が対称に装荷された方形導波管 [36.8.23]
- 新木諒三, 島村辰男：電気音響変換用電磁駆動系の余裕度と設計指針 [36.5.1, 9.1]
- 佐々木正文：系の信頼度を最高にするための簡単な方法 [36.7.6]

ニュース

◆ CCITT にわが国から 11 氏出席

本年 10 月 23 日より 12 月 15 日まで CCITT の 6 つの研究委員会がジュネーブにおいて引続いて開催される。すなわち、料金問題を検討する SG II、保守に関する問題を検討する SG IV、交換に関する SG XI、自動交換を扱う SG XIII、伝送方式を扱う SG XV、電話回線を扱う SG XVI の委員会で、SG XI、SG XIII がその中核をなし、今春問題となった“全世界自動および半自動交換網”という大きなテーマに対する各国からの contribution があつまったので、これらに対する討論が行なわれる。

わが国にとっても非常に重要な問題であり、郵政省から鳥井、副地両氏、電電公社から神谷、島田、広田の 3 氏、国際電電から市原、池田、渡辺、駒木、児島、竹内の 6 氏計 11 名が各 SG を分担出席することとなった。特に SG XIII は交換、番号、ルーチング、保守の 4 小委員会を本委員会の前に持つことになっており、国際電電の児島氏がルーチング小委員会の副議長に選出されている。多大の成果が期待される。

◆ 第 1 回アジア・エレクトロニクス 会議開催さる

エレクトロニクス協議会が主催した第 1 回アジア・エレクトロニクス会議は、海外 15 か国から 31 名が参加して去る 10 月 23 日から 4 日間にわたり、東京商工会議所・国際会議場で開催され成功裡に終わった。

議長は日本側から浜田成徳氏が選出され、議題として「各国のエレクトロニクス事情の紹介」（日本側は浜田氏）、「電子技術の情報交換と技術者の養成、訓練」（丹羽保次郎氏）、「今後の電子技術」（坂山平一氏）、「今後の相互協力」などが採上げられ、活発な討議が行なわれた。最後にパキスタン代表参加者からの提案でエレクトロニクス設置の件が採択され、また、電子技術者の国際共同訓練センター設置の声も強く出た。

本会議開催中および閉会后、各国の参加者は、電電公社、国鉄、NHK の諸施設を始め民間会社の工場、研究所を見学、深い感銘を受けた模様である。

◆ マイクロウェーブ国際ゼミナ 成功裡におわる。

去る 10 月 30 日から 2 週間にわたって電電公社講堂において行なわれたマイクロウェーブ国際ゼミナは 11 月 11 日成功裡にその幕を閉じた。本ゼミナは郵政省、電電公社、国際電電の共同、ITU の協賛のもとにおこなわれたもので、ITU の新興国 (new developing countries) に対する技術援助の場としてマイクロウェーブ通信の開発、利用に関する技術的な資料および情報を交換するものである。参加国 19 か国、外国からの参加者 38 名、日本側参加者 23 名の 61 名が正式に参加し、別に特別聴講者 60 名が加わった。発表論文は 41 編で、この中には ATT の最新の 11,000 Mc (TL 方式)、イタリアの短距離マイクロ方式等、外国側の提出論文 13 件が含まれている。

ゼミナの運営は古賀逸策氏が委員長となり豊かな国際経験とその学識により本ゼミナの内容を名実ともに充実し、わが国のマイクロ技術を本ゼミナを通して海外に認識せしめたことは非常に有意義であった。参加者も終始熱心に聴講、

質疑応答も活発におこなわれ、参加国間の技術の交流のみならず同じ技術を通して心の結びつきのできたことは主催国として誠によろこばしいことであった。

◆ セイロン郵政庁、電電公社に テレプリンタの設計依頼

電電公社ではセイロン政府からの依頼により、同国郵政庁で使用する印刷電信機 (テレプリンタ) の設計ならびに試作を行なっている。

セイロンではシンハラ語、パーリー語 (タミール語) の両国語と英語が使用されている。従来、同国のテレプリンタとしては英国クリード社製の英文字用が使用され、公衆電報用の頼信紙に国語で記載された場合は、オペレータが、その発音を英文字になおしてから伝送していた。今回、同国の公用語がシンハラ語に決められたのを機会に、郵政庁はシンハラ文字と英文字を収容したテレプリンタの実用化を計画した。文字数が多くなるので符号単位数は、わが国で使用しているような 6 単位とする必要があり、またシフトも、上中下段の 3 段シフトが必要である。したがって、わが国のテレプリンタ設計製造技術が最も適しているということになった。

またシンハラ文字の中には、あたかもわが国の濁点、半濁点のような変音記号が 18 種あり、これらの文字を印字するときには、印字位置を全く動かさない (スペーシングさせない) 場合と、活字の横幅の半分の長さだけスペーシングさせなければならない場合とがある。これらの機構も、わが国独自のものである。

現在設計中のものは、文字キー 40、3 段シフト、ページ式のテレプリンタで、通信速度は 50 ボーである。とくに同国の電源事情を考慮し、入力電圧の広範囲な変動に対処するようにしている。

本計画はコロombo・プランによるもので、本年度中にテレプリンタ 2 台を試作し、明年度初頭に、現地において商用試験が実施される予定。

◆ 11 Gc 方式の商用試験実施さる

11 Gc 帯によるマイクロ中継方式のうち、進行波管を用いたヘテロダイン中継方式 (略称 SF-TI 方式) の最初の回線が名古屋一四日市一津間に施設され、このほどその商用試験が行なわれた。本方式は総括局以下の近距離大回線網を経済的に作成するために開発されたもので、その技術的適用範囲は下記のとおりであるが、商用試験の結果これが十分のマージンをもって可能であることが確認された。

総括局以下の基幹回線として用いるとき	f 60 km 以下	1800 ch
	180 km 以下	960 ch
総括局以下の近道回線として用いるとき	f 180 km 以下	1800 ch
	450 km 以下	960 ch
総括局以下の直通回線として用いるとき	f 240 km 以下	1800 ch
	720 km 以下	960 ch

なおクライストロンおよびトランジスタを用いた横波中継方式 (略称 SF-T 2 方式) の商用試験も計画されており、対称とする区間が 3~4 区間選定されている。

◆ 新地下配線方式の試用試験はじまる

都市美観上から架空線路を地下に入れる要請が強まっている。在来の地下配線は架空線路に比べて工事費が高く、その割に障害も少なくなかった。電電公社が 10 月 1 日から東京都内で試用試験を開始した色別 PE-P ケーブルによる新し

い地下配線方式はこれらの問題点をかなり解決している。

この方式には土木経費の節減をはかるため、ケーブルは直埋し、プラスチック・コンクリート製の簡単なハンドホール内に収容された接続端子箱（水密構造の鉄箱）からポリエチレン屋外線で地下引込みする全地下配線方式と、接続端子箱の代わりに簡単な中空 2 段継ぎ金属製の引出端子柱を設け、これから屋外線で傘形に引込みする傘形配線方式とがある。

色別 PE-P ケーブルは PE 絶縁被覆、ユニット押え防湿糸を青、黄、緑、赤、紫、白、茶、黒の 8 色で着色しており、心線識別は極めて容易である。新しい方式は幹線路無通減とし、端子箱では自由配線法がとられるので、在来の固定配線法や連絡配線法に比べて心線の利用率も高く、経済的である。

公社では今年度中に水戸、横浜、名古屋、大阪等でも試用試験を行ない詳細な検討を加えた上、商用に移す予定。

◆ 東京一大阪間で高速度データ 伝送試験実施さる

電電公社では、高速データ伝送サービスについて技術的検討を進めているが、このほど東京一大阪間においてマイクロ波および同軸方式による回線について伝送試験を実施し、基礎的資料の収集を行なった。なお、本試験に先立ち、各種保守操作に伴って発生する時々断について十分な検討が行なわれた。

試験は電気通信研究所で開発された伝送試験装置を用い、ビット誤り率、文字誤り率、ブロック誤り率を測定して回線品質を判定する方法が採られた。すなわち、送信側の試験装置から標準テストパターンで約 2,000 万字 (16,000 万ビット) を被試験回線に送出し、これを受信側で自蔵しているテストパターンと照合し、誤りを検出するもので、伝送系の変復調方式は AM-DSB 方式、FM 方式 (零交叉検波式) を使用、AM 1,500 ボー、FM 1,250 ボーで実施された。

一方、誤りの原因を分析する目的で、時々断および雑音レベルの測定が、被試験回線と同じグループの別の電話回線について行なわれた。

試験の結果はビット誤りの原因の大半は時々断によるもので、時々断のほとんどは 5 ms 以下のものであった。Business hour における平均のビット誤り率は $4 \times 10^{-6} \sim 9 \times 10^{-7}$ 程度であって、変調方式による差は認められなかった。

◆ 新形列車無線の実施

国鉄では将来の列車通信に備え、符号伝送も可能な方式の研究を進めているが、去る 8 月には品鶴線 (貨物線) で 13 Gc 帯を用いる空間波方式について、また、9、10 月には八高線箱根ヶ崎～金子間で 7500 Mc 帯を用いる漏えい導波管方式についての野外実験を行なった。

前者は鉄道線路に沿って平均約 5 km ごとに 13 Gc 帯の固定局を設け、見通し内の列車との間で多重通信を行ない、アプローチ回線を構成しようとするものである。今回のテストでは主として列車移動に伴う固定局の切



写真一



写真二

替およびスペースダイバシティ効果の測定を行ない、おおむね予期通りの成果が得られた。なお 13 Gc 帯の伝ばん試験はすでに去る 2 月に行なっており、丹那トンネルのような長いトンネル内でも無対策で伝送できることが確かめられている。写真 1 は鉄道線路のカーブに対応して 13 Gc 電波を屈折させる無給電中継用パラボラアンテナを示している。

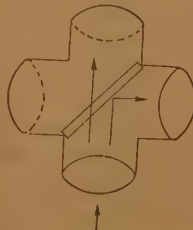
一方導波管方式は、鉄道線路に沿って円形導波管を布設し、全線にわたってマイクロ波を中継増幅するとともに、一定微小電力を漏えいさせて列車アンテナに結合させ、通信系を構成するものである。今回のテストは 1 km 直線路で行なわれ、伝送損失、結合損失およびそれらの広帯域特性、高速度符号伝送の誤字率、テレビ伝送などの諸項目についてのデータが得られた。写真 2 は導波管線路の布設状況を示す。

◆ ミリ波ハイブリッド試作なる

ミリ波 TE_{01} 変態用導波管を用いた通信方式の研究は、電電公社電気通信研究所で、かねてから行なわれているが今度、ミリ波 TE_{01} 波用分波器を構成すべきハイブリッドの試作に成功した。このハイブリッドは、光学のマイケルソン干渉計と同様な原理のもので、ミリ波伝送用の太い (51 mm ϕ) 導波管で行なうことと、広帯域に使用可能なことが特長であって、全ミリ波帯域を数個の広いサブバンドに分けるのに用いられる (写真参照)。

ミリ波の全帯域を 40~80 Gc とし、1 チャネルの占有帯域を 400 Mc と仮定すると、100 個のチャネル分波器が必要となるが、これら 100 個のチャネル分波器をただ縦続に接続する方法は、不用変態の共振と、大きな反射を生ずることとなって適当ではない。このとき、始めの 40 Gc 帯域をたとえば、5 個のサブバンドに分割して、その各サブバンドについて 20 個のチャネル分波器を縦続に接続すれば、問題はかなり緩和される。上述の干渉計形ハイブリッドは、このような用途に供するものである。

このハイブリッドは、図のように、半透明板による反射波と、半透明板を通る透過波とをほぼ等しくすることにより得られるもので、問題は半透明板の選択にあるが、同研究



所では、半透明板として誘電体板を用いるものとして理論計算を行ない、その結果、反射波を透過波と等しい程度に大きくするためには、比誘電率が6.2以上なければならず、また、広帯域にするには、6.4前後が最適であることが分かった。比誘電率が6.37である厚さ0.6mmのマイカを用いて測定したところ、ほぼ理論通りの結果が得られた。

なお、サブバンドを数多くのチャンネルに分けるチャネル分波器についても、同所で考案、実用化した中心励振形分波器がある。

◆ 特性制御のできる三端子エサキダイオード

エサキダイオードは高速度用スイッチ素子として極めて優れた性質を備えているがなお、出力回路間の分離が困難であること、電流の極大値と、極小値との比が比較的小さいこと等の欠点を持っている。電電公社電気通信研究所では、このほどこれを改善するため、三端子エサキダイオードを試作して、その2安定スイッチ回路への応用を試みたところ、かなりの好結果を得た。

図1は三端子エサキダイオードの構造と、その動作原理の1部を図示したもので、構造はダブルベースダイオードに類似し、エサキ効果を持ったPN接合のエミッタと、2つのオーム接触からなるコントローラとベースからなっている。いま図のように電流 I_c が入力回路すなわち、コントローラ、ベース間に流れると、エミッタ、ベース間にこの電流に基づく電圧効果が現われるため出力回路すなわち、エミッタ、ベース間の、エサキ効果を示す $V-I$ 特性が電圧軸にそって平行移動する。この効果はエサキダイオードの2安定スイッチ作用におけるトリガに応用できる。

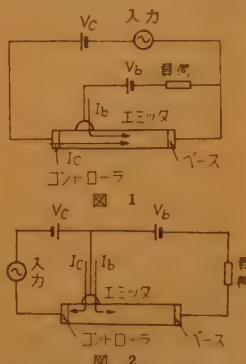


図2は三端子エサキダイオードの他の動作原理を示したものでエミッタ、コントローラ間とエミッタ、ベース間がそれぞれ入力回路と出力回路を形成する。図の電流 I_c を増すと、エミッタ、ベース間に現われるダイナトロン特性の極小電流の値が減少し、したがってその極大値と極小値との比が極めて大となる。三端子エサキダイオードに上記2つの制御方法を併用することによって、スイッチ作用における電流のオン、オフ比1500以上が得られた。

◆ シルバ・ボンドダイオード量産化なる

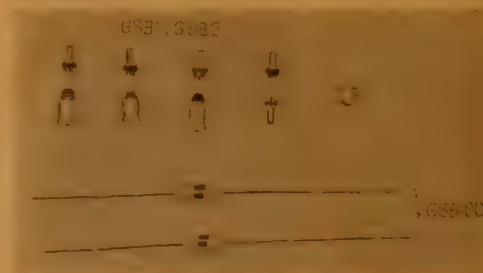
電電公社電気通信研究所で開発されたシルバ・ボンドダイオードはパラメトリックダイオード用として日本独自で開発されたこと、性能が優秀であることでかきつてから内外で注目されていた。

電電公社はその実用化をすすめるため以前から日電(株)に対して技術指導を行っていたが、本年5月他の数社に対しても技術公開を行なった。日電(株)では昨年末頃より、GSB1A, Bの発売を始めていたが、最近量産体制が完成し、また品種としても新品種を追加して発売する段階になり、シルバ・ボンドも完全な実用段階にはいった。現在市販されている品種はつぎのとおりである。

GSB1: 6000 Mc 帯パラメトリックアンプ用

GSB1A: しゃ断周波数 60 kMc 以上

GSB 1B: しゃ断周波数 100 kMc 以上
GSB 2: 11000 Mc 帯アップコンバータ用
GSB 100: 70 Mc 帯リミッター用、高速度スイッチ用
今後応用回路の研究によりこのダイオードの応用範囲の拡大が期待される。



◆ 同軸ケーブル使用のビデオ伝送装置 オーストラリアへ輸出

わが国では、マイクロ局とスタジオ間、あるいはスタジオと送信所間に、標準同軸ケーブルを使用するビデオ伝送方式が採用され数年前より広く実用されている。本方式は電電公社が独自に開発したもので、米同等で使用されている類似方式に比べ極めて優れ、無中継で最大11kmの伝送ができる。オーストラリア郵政庁では、この優秀性に着目し、国内各所の市内リンクに使用を決定し、このほど日電(株)と3年間にわたる長期発注契約を締結した。この契約にはテレビ波形観測用測定器も含まれ、約30ルート用の全装置が納入される。さらに民営テレビルート用等今後多くの発注が期待されている。

標準電波の偏差表

郵政省電波研究所

JJY STANDARD-FREQUENCY TRANSMISSIONS

(The Radio Research Laboratories)

Frequencies

2.5 Mc/s, 5 Mc/s, 10 Mc/s, 15 Mc/s,

Date	Frequency Deviation	Lead of JJY impulses on J.S.T. in milliseconds	Date	Frequency Deviation	Lead of JJY impulses on J.S.T. in milliseconds
May	Parts in 10 ⁹ 000 J.S.T.	0900 J.S.T.	May	Parts in 10 ⁹ 000 J.S.T.	0900 J.S.T.
1	-7	-30	17	-1	-36
2	-7	-31	18	-2	-36
3	-7	-31	19	-2	-37
4	-6	-32	20	-1	-37
5	-6	-32	21	-2	-37
6	-5	-33	22	-2	-37
7	-5	-33	23	-2	-37
8	-5	-34	24	-2	-37
9	-6	-34	25	-2	-38
10	-5	-35	26	-3	-38
11	-2	-35	27	-2	-38
12	-3	-35	28	-3	-38
13	-3	-35	29	-3	-39
14	-2	-36	30	-3	-39
15	-2	-36	31	-3	-39
16	-2	-36			

The values are based on the Time Service Bulletin from the Tokyo Astronomical Observatory.

* Adjustments were made on the days indicated by •

本 会 記 事

第6回理事会 (昭和36年11月30日午後5.30) (学会事務所会議室)

広田会長、小島、内田(委任)各副会長、野村理事、高木編集長、柳井、田中両庶務幹事、関口、猪瀬各編集幹事、宇都宮、山本(新任)両調査幹事および肥土主事。

議 事

1. 調査幹事の交代について

昭和36年選出の調査幹事岡登博美君が信越電波監理局へ転出のため辞任されたので後任として、次点者山本 孝君(電電公社)に就任依頼の件を可決、特に本理事会に出席を求めて紹介された(なお、同幹事は岡登前幹事の後任として、連合大会、功績賞、稲田記念および岡部記念の各委員および規格調査会幹事を兼任するものとする)。

2. 功績賞委員会設置について

委員は選挙規程第40条に基づいて幹事案について審議の上つぎの通り決定、なお、幹事4名が指名された。

昭和36年度功績賞委員会委員 (略 敬 称)

委員長 (副会長)	三 熊 文 雄 (N H K)
委員 ()	内 田 英 成 (東 北 大)
〃 ()	小 島 哲 (通 研)
〃 ()	木 村 大 郎 (読売テレビ)
〃 (理 事)	野 村 達 治 (N H K)
〃 ()	二 条 芳 基 (郵 政)
幹 事 (庶 務)	柳 井 久 義 (東 大)
〃 ()	田 中 浩 太 郎 (電 電 公 社)
〃 (調 査)	宇 都 宮 敏 男 (東 大)
〃 ()	山 本 孝 (電 電 公 社)
	(以上 10 名)

委 員

実吉 純一(東 工 大)	小田達太郎(三菱電機)
岩片 秀雄(早 大)	清宮 博(富士通信機)
山本 賢三(名 大)	鳥海 登(新興製作所)
清野 武(京 大)	岩田 敏男(岩崎通信機)
菅田 栄治(阪 大)	中島 茂(日本無線)
米山 正雄(九 大)	岩間 和夫(ソ ニ ー)
松本 秋男(北 大)	笹尾 三郎(早川電機)
和田 弘(電 試)	河野 士修(古河電工)
福井 一(警 察 庁)	辻 吉正(住友電工)
斎数賢治郎(国 鉄)	許斐 三夫(藤倉電線)
新川 浩(国際電電)	三砂 延治(大日電線)
西尾 秀彦(日 電)	中村 番苗(日本電線)
関 杜夫(日 立)	小野 恒造(昭和電線)
岡部豊比古(東 芝)	小宮 義和(日立電線)
関 雅雄(沖 電 工)	沢山 義一(日本海底線)
	(以上 30 名)

◎ 参考 選奨規程第 40 条

功績賞委員会は委員長、会長を除く理事、庶務幹事および調査幹事のほか、各専門分野から選出した30名以内の委員を加えて組織する。

3. 論文賞委員会設置について

委員は選奨規程第41条に基づいて幹事案について審議の結果つぎの通り決定、なお幹事4名が指名された。

昭和36年度論文賞委員会委員 (敬 称 略)

委員長 (副会長)	小 島 哲 (通 研)
委員 (理 事)	野 村 達 治 (N H K)

幹 事 員 (庶 務)	柳 井 久 義 (東 大)
委 員 員 (編 集)	山 本 孝 (電 電 公 社)
委 員 員 ()	関 口 雅 (通 研)
委 員 員 ()	水 利 康 (東 芝)
委 員 員 ()	相 田 実 (通 研)
幹 事 員 ()	駒 井 又 二 (N H K)
委 員 員 ()	猪 瀬 博 (東 大)
幹 事 員 (調 査)	宇 都 宮 敏 男 (東 大)

山本 孝 (電電公社)	原島 治 (日 電)
高木 昇 (東 大)	大谷 薫 (新 興)
安田 次一 (N H K)	小口 文一 (通 研)
綱崎 賢治 (東 芝)	伊藤 義一 (通 研)
大友 和蔵 (通 研)	河津 祐元 (東 大)
吉村 正道 (藤 倉)	副島 光雅 (早 大) 外遊中
三木 七郎 (N H K)	中原 裕一 (東 芝)
平山 博 (早 大)	

◎ 参考 選奨規程第 41 条

論文賞委員会および著述賞委員会は、委員長、会長副会長以外の理事1名、編集長、在京編集顧問、庶務幹事1名、編集幹事および調査幹事をもって組織する。

4. 英文号の発行について

事業拡充計画の一環として決定された英文号の発行についてつぎのような高木編集長の中間報告が行なわれた。

(イ) 米国の N.S.F を Sponsor として A.I.E.E が、電気学会雑誌と本会雑誌の Technical paper の全訳出版希望の申出があり、電気学会編集長およびその他の関係者と共に N.S.F の Wood 氏と種々折衝した。

(ロ) 実現するとしても米国の次年度(1962年7月以降)予算になると思われるので、実際の出版は1963年になるだろう。それまでは現在の Abstract を若干増員して継続し、交渉不成立の場合英文号発行に踏み切る。

(ハ) 交渉は電気学会と共に編集長名でつぎの諸点を照会する。

- (a) 出版する場合は電気学会、通信学会および A.I.E.E の共同出版の形をとりたい。
- (b) rough translation をするかどうか(先方は日本側の rough translation を希望している)および翻訳料その他費用の関係。
- (c) 寄贈、交換等のための必要最少限の部数は無料で貰いたい。

(ニ) 先方の回答は電気、通信の両学会で、つぎのような Joint Committee を設置して検討する。

電気 阪本、上の園、滝、柳井
通信 高木、柳井、猪瀬、駒井

5. 誘導調査特別委員会の設置について

先般誘導調整委員会の解散に伴い、新たに誘導問題の調査研究のための委員会(電気学会と共同)を置くことが決定されているが、11月20日関係者の会合があり、誘導調査特別委員会とし発足することとなり、委員会規程、委員選出方法等を協議決定した旨宇都宮調査幹事から報告があった。

6. 通信工学ハンドブックの値上げについて

丸善発行の通信工学ハンドブック再版にあたり、印刷、製本費その他諸価騰貴のため、現在定価 3,600 円を 16.7% 値上げの 4,200 円とすることにつき丸善から申請があったのに対し、協議の結果、実状止むを得ないものとしてこれを認め

ることに決定した。

7. 国際会議参加者の推薦について

1962年度第5部関係国際会議出席候補者の推薦方について、日本学術会議第5部長より照会のあったことを報告し、協議の結果、この文書の写しを添えて、規格調査会と技術委員会の各専門委員会委員長および下記各大学その他に推薦を求め、集まったものを取りまとめて幹事が審査の上会長の承認を受けて日本学術会議へ提出することに決定した。

北海道大学 東北大学 東京大学 名古屋大学
京都大学 大阪大学 九州大学 早稲田大学
慶応大学

日本電信電話公社海外技術連絡室長

電気通信研究所長

8. 新規入会承認について

つぎの通り新規入会者を承認した。

正員 麻生和衛君外 25名

准員 五十嵐隆士君外 9名

学生員 石原晟光君外 35名

特殊員 三笠貿易(株)

東京電気化学(株) 琴浦事業部

チャールズ・イー・タトル商会

計 75名

9. その他

(イ) 計測工業展への後援名義使用について 承認と決定

(ロ) 第5回明仁記念賞候補者推薦について 見送り

(ハ) 第3回藤原賞候補者推薦について 決定

報 告

(イ) 巡回専門講習会の実施について

宇都宮調査幹事から下記の通り情報および北陸両支部において巡回専門講習会を実施し、極めて盛会であった旨の報告があった。

	日	時	題 目	講 師
信 越 支 部	20日(月)	—	出 発	
	21日(火)	9~12時	符号伝送	星子幸男君(通研)
	—	13~16	IDP方式	金田 弘君(日電)
	22日(水)	9~12	PCM通信方式	川島将男君(富士通)
北 陸 支 部	23日(木)	—	北陸支部へ	
	24日(金)	9~12	符号伝送	星子幸男君(通研)
	—	13~16	IDP方式	金田 弘君(日電)
	25日(土)	9~12	PCM通信方式	川島将男君(富士通)
	26日(日)		帰 京	

36年11月入会 (敬称略)

正員 麻生和衛、安 東烈、五十嵐 高、板津征宣、猪俣英雄、川島弘海、黒沢実彦、小島秀雄、坂本敏人、高野栄助、高橋 達、筑後道夫、中野 平、中原利治、橋元周三郎、橋司明、平山宏之、藤川恭一郎、藤沢四郎、藤原 薫、前川卓、松浦 達、山田由之、山本 二、李 親夏、渡辺参助
准員 五十嵐隆士、井上武彦、奥田秀一、春日喜一郎、小泉寿男、高瀬拓七、上屋貢太郎、福田 稔、山本 喬
学生員 石原晟光、内海基裕、小川雅弘、柳下町隆介、窪田

(ロ) 会員現況 (昭和36年10月31日現在)

会 員 別	名誉員	維持員	正員	准員	学生員	特殊員	計
昭和36年9月末 会 員 数	9	177	9,276	2,153	1,596	204	13,417
入 会	—	—	21	15	58	2	96
退 会	—	2	9	2	3	3	19
死 亡	—	—	1	—	—	—	1
10月末会員数	—	175	9,287	2,166	1,653	203	13,493
増 減	—	-2	11	13	55	-1	76

(ハ) 会計別収支状況 (昭和36年10月号)

会 計 別	収 入	支 出	繰 越 金
一 般 会 計	649,216	1,436,921	△ 787,705
公 益 事 業	307,100	590,840	△ 283,740
特別事業会計	—	—	—
選奨資金会計	—	—	—
福田記念資金会計	—	2,627	△ 2,627
岡部記念資金会計	—	—	—
職員退職福利金会計	—	—	—
収益事業会計	2,390,362	2,608,534	△ 218,172
仮受払金・預り金	1,537,477	1,838,430	△ 300,953
計	4,884,155	6,477,352	△ 1,593,197

(ニ) 資金月末現在高 (昭和36年10月31日現在)

種 別	年度初 (36.3.31) 財産目録	前月末	10月31日	年度初 との差	前月末 との差
預 金	4,241,448	3,048,193	5,877,967	937,519	2,170,126
内 訳	普通預金	800,141	681,221	△ 332,075	△ 213,155
	当座預金	38,251	1,315	△ 34,553	2,383
	信託預金	4,102,056	7,365,557	5,406,203	1,304,147
	振替 小口 貯金 計	578,000	186,000	773,000	195,000
現 金	5,518,554	8,234,424	6,651,459	1,132,905	△ 1,582,965
合 計	5,622,545	8,316,361	6,723,164	1,100,619	△ 1,593,197

各種委員会開催状況

(1) 編集関係

(イ) 海外論文委員会 11月7日 2:00 p.m.

(ロ) ニュース委員会 5:30 p.m.

(ハ) 論文委員会 11月9日 2:00 p.m.

(2) 昭和36年度電気通信学会全国大会

東京電機大学

11月11日 午前特別講演 午後1般講演

午後5:30 支部長会議(東条会館)

12日 午前、午後 一般講演 夜 懇談会

13日 午前、午後 一般講演

(3) 誘導調査特別委員会 (電気学会と共催)

11月20日 5:30 p.m. 丸ビル9階精養軒

(4) 特集号打合せ (昭和37年4月号、電子効果)

11月20日 5:30 p.m. 学会事務所会議室

博、桑原清人、佐藤太一、坂本一生、真田輝昭、十楚博美、菅 勇二、須藤俊昭、瀬尾宏介、田崎公郎、田中安敏、田畑謙吉、高橋 隆、当真嗣夫、永島国雄、中筋良治、西尾村一、西出 傑、西本芳征、野呂公昭、羽室 浩、原田 修、馬場郁央、藤本 勲、古井信光、星 蔭雄、益田昭彦、三町 亘、茂幾俊雄、山田晴通、由土 滋、好本国男

特殊員 三笠貿易株式会社

東京電気化学工業(株) 琴浦事業部

チャールズ・E・タトル商会

最近の国内文献

(通信学会関係の文献のみ掲載)

電気学会雑誌 81, 11 (昭 36-11)

- ヘリオトロン磁界による高温プラズマの閉じ込め
(宇尾光治) 1739
- 波形磁界におけるプラズマのドリフト電流と交換不安定性
(宇尾光治) 1748
- マグネトグラフィの現象における磁気力と静電力
(松本憲吾) 1753
- 有極性高分子材料の誘電的特性におよぼす放射線の影響
(稲垣米一・篠原卯吉) 1795
- むだ時間を含む非整数階積分形制御系(真鍋舜治) 1803
- トランジスタを用いた自己平衡形磁気増幅器
(浜岡文夫・山崎英哉) 1818
- パルス幅変調式リレーサーボ(長田 正) 1843
- 微分解析機による回路網シミュレーション(高橋義造) 1852
- クーロン摩擦のあるリレーサーボ機構における振動現象
(桑原道義・外) 1860
- クーロン摩擦のあるサーボ機構における強制振動
(平井一正・桑原道義) 1870
- 放電加工における衝撃力について(木本保夫) 1877
- 負帰還形サイラトロン増幅器(源 末光・外) 1895
- 並列薄板母線における表皮効果(西山静雄) 1902

テレビジョン 15, 12 (昭 36-12)

- 人工衛星と TV 中継(河野哲夫) 705
- ブラウン管の静電的偏向拡大方法の検討(宮田嘉彦) 706
- 磁界型走査拡大の電子光学的取扱(小楠千早) 710
- TV 用フィルムの迅速処理(高木卓四郎) 718
- テレビスタジオのけい光灯照明(岡田猪之助・延原昭嗣) 725
- イメージオルシコンの画質評価(吉永義輝・外) 729
- 演出からみたテレビ放送技術(座談会) 738

照明学会雑誌 45, 10 (昭 36-10)

- フォト・トランジスタ検知器とする副射計兼用自記分光
光度計について(山口勝也) 458

日本音響学会誌 17, 3 (昭 36-09)

- 均一な横振動細棒の駆動点イミタンス
(1) 一般表示 (近野 正・外) 183
(2) 等価集中素子表示(中村 尚・近野 正) 189
- 脳波の瞬時周波数スペクトル分析装置(植村三良) 202
- 電磁変換器の相似性について(新木諒三) 207
- 音響管による水中吸音材の複素音圧反射率の測定法
(奥島基良) 213

日本原子力学会誌 3, 11 (1961-11)

- パルス中性子を入射した炉心における中性子増殖の伝播
(英文)(柴田俊一・外) 835

- 天然産カリウムの放射能測定(小泉 勇) 858
- 核研型 20 チャンネル波高分析器(大塚昌雄・小俣和夫) 862

通研研究実用化報告 10, 10 (1961)

- マイクロ波無線中継用分波器(河津祐元・外) 1997
- 円偏波パラボラアンテナ(河津祐元・外) 2083

高増量樹脂(プラスチックコンクリート)

(村井信夫・水野 進) 2107

小容量無停電電源装置(山岸 勇・原口昭二) 2129

Sb を拡散した Ge 表面の電子回折法による研究

(小野貞正・外) 2147

交流 2 周波用記憶磁心自動選別機(小柴典居) 2159

3 端子 *pnpn* 通話路スイッチの特性と応用

(山岸金吾・遠藤一郎) 2173

小容量交換用信号器(中沢秀吉) 2185

石炭酸樹脂のエポキシ樹脂による内部可塑化機構

(片桐正昭・田島守隆) 2199

NHK 技術研究 13, 4 (昭 36-07)

電子音楽(高辻 士) 327

ジャンクショントランジスタ・フリップフロップ回路の

転移条件について(平崎 孝) 349

動電形受話器の設計と試作(山本武夫) 366

複合メッシュ形イメージオルシコン(二宮輝雄・海老沢茂) 384

色複調器真空管マトリクス回路の設計(藤尾 孝) 399

超大電力線条アンテナ(松下 操・岡村浩志) 413

電気試験所彙報 25, 9 (昭 36-09)

ホール電力計によるシリコン整流素子の損失測定

(北村覚一・外) 60

日立評論 43, 11 (昭 36-11)

デジタル式水位自動制御装置(清水勝良・外) 7

トランジスタ化イメージオルシコンカメラ(岡崎彰夫・外) 45

TB-32 形 3 ビジコン・カラーカメラ整備(岡崎彰夫・外) 51

受信管自動検査機(畑 捨三・外) 57

三菱電機 35, 10 (昭 36-10)

照明特集号(論文 14 編)

古河電工時報 27 (昭 36-10)

表面波線路の研究(河野士修・外) 1

神戸工業時報 22 (昭 36-05)

UHF メサトランジスタの特性について(前川俊一・外) 2

シリコン酸化膜と雑音の関係について(前川俊一・外) 8

板極管大振幅動作の解析について(小宮山馨・三杉隆彦) 17

新型ロラン受信機について(中村 功) 26

ボックスカー復調器に対する一考察(その 1)(松田季彦) 31

中性子モニターの諸問題について(水越 慎) 40

神戸工業技報 No. 23 (1961)

UHF 帯トランジスタの特性に及ぼす寄生素子の影響
について(小谷清一・外) 2

整流管の動作解析について(松田 功) 10

トランジスタ化したログ N ビリオッドメーターについて

(竹内祥高) 17

12 MeV 線形電子加速器について(大脇健一) 22

施 設 13, 10 (1961-10)

鹿児島一名瀬間見透し外マイクロ回線の設計と

工事概要(I)(古市米雄・与田憲治) 64

東海道新幹線建設に伴う誘導問題(その 1)(戸塚昌男・外) 55

C-6 M 同軸ケーブル方式の商用試験結果(青江 茂・外) 76

維 持 員 一 覧 表

(五十音順)

(36.11.30)

会 社 名	所 在 地 ・ 社 長 名	業 種 概 要 ・ 電 話 番 号
旭電機工業株式会社	横浜市西区北幸町1の35 取締役社長 名 和 武	超短波無線電話機、電波距離測定機、無線応用機器 救難用ラジオブイ、TV受像機、トランジスタ・ラ ジオ、漁船用超短波無線機等の造製並びに修理 (横浜) (44) 5231 (代)
旭特殊硝子株式会社	船橋市本町2の830 取締役社長 洪 田 三 郎	テレビジョン用ブラウン管バルブおよび、各種特殊 硝子製品、これに関連する製品の製造並びに売買 (074) 4141 (代)
朝日放送株式会社	大阪市北区中之島2の22 取締役会長 飯 島 幡 司 取締役社長 鈴 木 剛	ラジオ放送、テレビ放送 大阪 (23) (代) 8001 本社ラジオ 大阪 (36) (代) 1191 テレビ
安藤電気株式会社	東京都大田区仲蒲田3の4 社 長 片 岡 鋭 太 郎	電気通信用測定器および工業計測器 (731) 1161 (代) (738) 3406, 3416
安中電気株式会社	東京都品川区大崎町本町2の428 取締役社長 西 山 毅	各種コンデンサ製造販売 大崎 (491) 0166 (代表) 0167, 0168, 0169
安立電気株式会社	東京都港区麻布富士見町39 取締役社長 田尾本 政 一	有線、無線通信機器、測定器製造、製造販売 (473) 2131 (代) 2141 (代)
アール・ケー・ビー 毎日放送株式会社	福岡市新開町2の21 取締役社長 山 脇 正 次	ラジオ放送、テレビ放送
石井通信工業株式会社	東京都港区赤坂青山南町6の136 取締役社長 湧 井 卯 一	電気通信施設工事請負業、通信機器の製作並びに修 理 東京 (401) (代) 0151
岩崎通信機株式会社	東京都杉並区久我山2の710 社 長 大 橋 幹 一	電気機械器具製造業 (391) 2231 (代) (398) 2231 (代)
岩手放送株式会社	盛岡市内丸61 代表取締役社長 太 田 俊 穂	放送業 電話盛岡 (2) 9231 (代) 9232, 9233, 9234
入一通信工業株式会社	本社諏訪工場 長野県下諏訪町3140 東京出張所 東京都渋谷区原宿1の120 代表取締役 今 井 博 郎	電気通信機械器具製造 (中継線輪、通信変成器、塞 流線輪、トランジスタ・トランス) 本社、諏訪工場 電話 (下諏訪) 8066, 8320, 7288 東京出張所 電話青山 (408) 5186~5189 銅山川第一第二発電所運転中、松川発電所運転中、 道前連夜第一、第二、第三発電所建設中 (松山) (2) 9033, 1731, 3690
愛媛県公営事業局	松山市一番町甲15 知 事 久 松 定 武	電気、電気通信、土木工事 (今治局) (代) 1190
株式会社 越 智 組	今治市今治村甲 342 の 30 社 長 越 智 伊 平	搬送電話装置およびその他各種電子機器の製造並び に販売 横浜 (49) 7841 (代)~5, 7846 (技術部)
大井電気株式会社	横浜市港北区菊名町 864 代表取締役 石 田 実	搬送電話装置および測定器、工業計測器類、静止形信 号器 (402) (代) 1181
大倉電気株式会社	東京都渋谷区美竹町10 社 長 大 倉 恭	放射線測定器各種、マルチチャンネル波高分析器、 各種ウレタ、超音波洗滌装置 大阪 (37) 1271~3 東京 (312) 5725, 2545
大阪電波株式会社	大阪市大淀区本庄西通4の14 取締役社長 吉 田 章	電話交換機、電信機電気時計、無線線器その他 (45) (代) 2191, 9271
沖電気工業株式会社	東京都港区芝浜町10 社 長 沖 戸 捨 二	局内ケーブル、市内ケーブル、有線放送用各種ケー ブル、通信用および各種プラスチック線各種巻線、 各種機械製造販売 (047) 3171 (代)
沖電線株式会社	川崎市下小田中629 社 長 梅 田 伊 太 郎	沖電気工業 (株) 製品のテレタイプライタを主とす る事務用機器の販売並びに保守 (501) 2291 (代表) 2391~7 (直通)
沖ビジネス・マシン 販売株式会社	東京都港区芝西久保桜川町25 (第5森ビル) 社 長 鈴 木 鐵 吉	レシ・ゲルマニウム・シリコン各整流器、スポッ ト溶接機、合成樹脂塗料ミニチュア・ペーリング (983) 7111 (代表)
オリジン電気株式会社	東京都豊島区高田南町1の195 社 長 後 藤 安 太 郎	音響測深機、魚群探知機、超音波洗滌機、加工機、 灯接機、半田付機、その他 (291) 2611~3, 8181~3
海上電機株式会社	本社 東京都千代田区神田錦町1の19 工場研究所 武蔵野市吉祥寺1587 取締役社長 小 林 勝 一 郎	伸銅品、裸線、絶縁電線、電機製造販売 (日立) (2) 0173, 0174, 0175
神永電線株式会社	日立市助川町511 取締役社長 神 永 金 二 郎	船舶建造および修理、産業機械および設備、鉄構工 事水圧鉄管 (電話) 神戸 (6) 5001
川崎重工業株式会社	神戸市生田区東川崎町2の14 社 長 手 塚 敏 雄	

関西電力株式会社	大阪市北区中之島三丁目五番地 取締役社長 芦原 義重	電気事業 大阪 (44) 8821 (代表)
神田通信工業株式会社	東京都品川区東大崎3の192 社長 渡辺 勝三郎	有線音響機器、有線宅内装置、送受話器、磁石発電機、音声増幅器、有線放送装置、無線装置、電子計測器 (大崎) (491) 7155 (代) 6710, 3710, 0047
木島通信電線株式会社	東京都目黒区上目黒6の1252 取締役社長 木島 博	通信機用電線および電線各種ゴム、ビニール、電線自動車電線 (713) (代) 0105
株式会社 技 報 堂	東京都港区赤坂溜池町5 社長 大沼 正吉	出版印刷 (48) 8581~5
北日本通信建設株式会社	札幌市南一条西19の1 取締役会長 野崎 毅 取締役社長 尾崎 作太郎	電気通信施設工事請負 代 (3) 8116 代 (5) 7126
北日本放送株式会社	富山市牛島1875 取締役社長 横山四郎右衛門	ラジオ放送、テレビジョン放送 富山 (代) (2) 5555
九州碍子株式会社	佐賀県杵島郡山内町 取締役社長 大内 誠三	通信用碍子、シリコン碍子、電力用特殊碍子、合成樹脂製品の製造販売 (有田) 350
九州電線株式会社	福岡県久留米市南町2088の1 取締役社長 吉田 直大	電線製造業 (*) 6231
九州電力株式会社	福岡市渡辺通り2の35 取締役社長 赤羽 善治	電気供給事業 (福岡) 76~3031
株式会社 京三製作所	横浜市鶴見区平安町2の131 取締役社長 樋口 佐兵衛	(2) 3247, (3) 1425, (4) 4059 代表 (5) 7126 鉄道信号保安装置、自動制御装置、整流装置 (横浜) (50) 6591 (代表)
京三電線株式会社	東京都北区田端新町1の85 取締役社長 三村 操	電線電纜の製造販売 東京 (891) (代) 8111~5・7005 直通 2822
京都放送株式会社	京都市中京区烏丸通二条上ル 社長 白石 古京	一般放送業務 (23) (代) 5121~5125
協和電設株式会社	東京都港区赤坂中ノ町3 取締役社長 荒川 太太郎	電気通信施設の建設および保存工事 (481) 4111 (代)
倉茂電工株式会社	福井県武生市下平吹町10の9 取締役社長 田中 民子	電線製造 (エナメル線、ホルマール線、ビニール線通信線) (武生) 1500~2
黒沢通信工業株式会社	東京都大田区御園3の1 竹野内 英夫	印刷電信機製造 (738) 0191
興亜電工株式会社	長野県伊那市伊那3672 社長 向山 一人	通信機、テレビ、ラジオ用固定抵抗器、蓄電器製造販売 (伊那) 代 2121
株式会社 光電製作所	東京都品川区上大崎長者丸284 代表取締役 田崎 文男	無線方位測定機、ロラン受信機、特殊印刷電信機の製作並びに販売 (441) 1131 (代)~7
神戸工業株式会社	神戸市兵庫区和田山通1の5 取締役社長 相田 長平	電子管、半導体製品、無線機器、テレビジョン、ラジオ、原子力関係機器、精密機械、その他(神戸)(6)5018
国際電気株式会社	東京都港区芝西久保桜川町9 社長 山下 知二郎	無線通信機、同部品、測定器、高周波応用産業機器の製造販売 (591) 代表 7371(代)8181
国際電信電話株式会社	東京都千代田区大手町1の5 社長 澁澤 敏三	国際電信電話事業 (211) 大代表 4321
国洋電機工業株式会社	東京都目黒区大岡山2262 奥井 新左衛門	電子応用測定器および電源装置製作販売 主要製品 真空管試験器、トランジスタ定数測定器、交直流安定化電源装置、その他電子応用、測定器各種 (717) 3181~3185
株式会社 佐々木製作所	京都市南区東九条室町46 社長 和田 英三	電電公社指定ケーブルリング専門製作 (39) 3214, 0596, 7247
札幌テレビ放送株式会社	札幌市南1条西1の11 取締役社長 窪田 俊彦	テレビジョン放送、放送に関する出版、音盤の製作販売、ラジオ、テレビ劇場の経営、その他前記に関連する事業 札幌 (4) 1181(代)
三栄測器株式会社	東京都新宿区柏木1の95 取締役社長 丘山 欽也	電気計測器製造 本社 (371) 7117~8, 8114~5
株式会社 山 光 社	東京都品川区東大崎4の195 社長 横山 又蔵	電気通信用保安器および架線材料工具製造販売 (491) 代表 7181~5
三波工業株式会社	横浜市区西区北幸町1の35 代表取締役 矢島 弥太郎	レーダ、ロラン、無線機、音響機器その他据付、修理工事 (神奈川) (44) 0050, 0575, 4970, 6617
三洋電機株式会社	守口市京阪本通2の18 社長 井植 蔵男	ラジオ、テレビジョン、トランジスタ、家庭電化機械器具の製造販売 (大阪) (99) 1181 (大代表)

四国電力株式会社	高松市丸の内2の1 取締役社長 中 川 以 良	電気供給事業 (高松) (2) (代) 5061
芝電気株式会社	東京都千代田区内幸町2の20 代表取締役 重 崎 伸 矩	テレビジョン放送装置、ラジオ放送装置、通信用送 受信装置、各種測器類 (591) 4241~9
島田理化工業株式会社	東京都調布市柴崎町415 取締役社長 実 武 夫	周波数波各種計測器類および分波器、電子管応用測定 器類、高周波加熱装置類、超音波加工機および洗滌 装置、金属破壊抵抗器等 (0229) 4101 (代)~8
株式会社島津製作所	京都市中京区河原町通二条南 取締役社長 鈴 木 庸 輔	精密機械器具製造(科学、産業、放射線、計測、航 空機器) (23) 6161、7131~5
松風陶業株式会社	京都府乙訓郡長岡町神足 社 長 喜 多 子 松	特別高圧碍子、高圧用各種碍子、套管、特殊磁器、 濾過器、電気缶田鍛冶その他 (神足) (代) 51 (京都) (39) 5407
昭和機械工具株式会社	東京都目黒区下目黒4の900 社 長 中 山 義 雄	通信機用工具製造 (712) 0366、0367、0377、0253
昭和電子株式会社	東京都北多摩郡小平町鈴木新田1380 取締役社長 橋 本 真 吉	マイクロ波測定器および装置、ミリ波測定器および 装置、パルス発生装置および電子応用試験装置 (国分寺) 1121~5
昭和電線電纜株式会社	川崎市東渡田3の1の1 社 長 藤 井 隣 次	電線電纜、伸縮品、防振ゴム等の製造販売および前 各号の付帯事業(川崎) (3) 2541 (大代表)
新電元工業株式会社	東京都千代田区大手町2の4新大手町ビル 取締役社長 深 津 五 郎	整流器、電気機械器具およびその付属品、部品の製 造、販売 (211) (代) 2571
新三菱重工業株式会社 神戸造船所	神戸市兵庫区和田崎町3丁目 取締役所長 佐 藤 孝 夫 (本社) 東京都千代田区丸の内2の10 取締役社長 吉 田 義 人	船舶新造修理、船用機械、一般機械、大型動力機械 建造機械鉄構品、その他 (神戸) (6) 5061 (大代表)
新日本電気株式会社	大阪市北区梅田2 社 長 小 森 茂	電気通信用機器製造 (341) 8684 (351) 2449
信利興業株式会社	東京都新宿区若松町102 取締役社長 鈴 木 勤	トライボール(特許無視料)および空中線器材、丸 孔式建柱工具、通信用材料金物 (541) 3904~7
須田製作所	東京都中央区銀座東6の4 代表者 須 田 俊 策	電線電纜付属品ガスケーブル用各種部品製作 (64) 6025、8680
株式会社鈴木工作所	東京都江東区深川杜町3の30 社 長 鈴 木 貴 一	電線、ケーブルおよびその付属品、特種金属線、超 硬質合金工具その他粉末冶金製品ゴム製品 大阪 (46) (代) 1031
住友電気工業株式会社	大阪市此花区恩恵島南之町60 社 長 北 川 一 実	電気通信工事請負 (熊本) (代) (2) 6151
西部電気工業株式会社	熊本市北新井町124 取締役社長 守 惣 市	半導体素子、電気通信機、電気測定器、およびその 他、電気通信機器の製造販売 (442) (大代表) 5111
ソニー株式会社	東京都品川区北品川6の351 取締役社長 井 深 大	カウンタ、直流増幅器等エレクトロニクス測定器と 放射線測定器等の製造販売 (933) 4111 (代表)
タケダ理研工業株式会社	東京都練馬区旭町285 代表取締役 武 田 郁 夫	電線および電線製造販売 (大阪) (72) 3331~8
クツタ電線株式会社	大阪府河内市大字岩田300 社 長 展 巳 卯 郎	通信用各種変成器、通信用機器、装置、カットコア 化学製品 (371) 7206~9
株式会社タムラ製作所	東京都新宿区柏木4の689 取締役社長 田 村 逸 也	通信機、機器、部品製造 491、7101 (代)
株式会社田村電機製作所	東京都目黒区下目黒2の364 田 村 邦 夫	電気通信設備および付帯設備の建設保守工事の請負 並びに電気工事請負 (441) (代) 3121~5
大栄通信工業株式会社	東京都港区芝白金三光町508 代表取締役 杉 島 久 夫	有線、無線通信機並びに同測器、各種制御機器お よび部品の製造販売 (781) 7181 (代) 6411
株式会社大興電機製作所	東京都品川区東中延4の1402 社 長 吉 川 梅 二 本店 五崎市東向島西之町3 大阪事務所 大阪市北区梅田7の3 (梅 田ビル)	電気機器付属品(電線電纜)製造販売 本店 大阪(40)7551~9 事務所 大阪(36)5551~9
大日電線株式会社	代表取締役社長 今泉武夫 東京都港区本芝4の27 取締役社長 久 津 五 郎	電気通信建設工事一般 (45) 5171~5
大明電話工業株式会社	愛知県大山市楽田字森畔 取締役社長 中 尾 一 磨	電話線路用機器製作 (小牧) 3636~38 (楽田) 48
株式会社高千穂通信機器製作所	仙台市長町字山根街南47の4 取締役社長 高 橋 敏	電気通信器製作修理設置工事、電圧電力、空中線、 通信線路工事電動定電機設置並びに修繕工事、トラ ンジスタ・ラジオ用コイル製作外 (仙台) (2) 8879 (3) 4832
高橋電気株式会社		

中国電力株式会社	広島市小町33 取締役社長 島田 兵蔵	電気供給事業 (4) 0211
中部通信建設株式会社	名古屋市中区葛町1の29 取締役社長 諏訪 英徳	電気通信施設工事請負ケーブル鉄架および雑架類の製作 (32) 6456~8, 1201
中部電力株式会社	名古屋市南区南大津通2の5 社長 横山 通夫	電気供給事業 (24) 1581
中部日本放送株式会社	名古屋市中央区新栄町4の15 代表取締役社長 佐々部 晩穂	放送事業 (24) 8111
長栄通信株式会社	本社 札幌市南11条西8丁目 出張所 旭川市10条通8丁目左3 取締役社長 雪田 昌一	通信線路建設請負 本社 (2) 6828 (3) 7032, 7604 出張所 5425, 0231 専79
通研電気工業株式会社	仙台市原町小田原字中原上1 社長 野尻 茂治	電気通信機器製造販売 仙台 (6) 2244, 6963 東京 (473) 2538
通信興業株式会社	東京都中央区入船町3の3 社長 石橋 栄	各種ビニール線, 各種被覆線 (55) 1416, 0408
電気興業株式会社	東京都品川区大井元芝町880 取締役社長 萩原 憲三	電気通信施設の設計, 保守工事の請負並びに電気通信用部品の製造販売, 通信用鉄塔の設計, 製作, 施工並びに製造販売, 高周波による熱処理加工並びに高周波加熱装置の製造販売, 建設機械の製造販売, 自動車用荷卸装置の製造販売, ベルトコンベアの製造販売 (761) 3111 (代)
電源開発株式会社	東京都千代田区丸の内1の1第2鉄鋼ビル 総裁 藤井 崇治	(1)水力, 火力原子力発電所および送変電設備の建設 (2)電気事業者に対する電力の供給 (3)その他の関係付帯事業 (4)海外の電源開発に関する技術援助 (23) 2211 (代) 3311 (代) 4411 (代)
社団法人 電信電話工事協会 北海道支部	札幌市南1西12 支部長 村田 直明	(5) 6585
東亜電波工業株式会社	東京都新宿区諏訪町235 代表取締役 前東 計男	通信用測定器, 工業用計測器, 医学用測定器 (369) (代) 0101
東海テレビ放送株式会社	名古屋市東区東新町7 取締役社長 千田 憲三	放送事業 (97) 6581 (代)
東京瓦斯株式会社	東京都中央区八重州1の3 取締役社長 本田 弘敏	東京支社 東京都中央区銀座座6~7(木挽館ビル内) 大阪支社 大阪市東区道修町4の21(神戸銀行ビル4階) 東京(542)1231(代) 大阪(202)0005, 0006, 7171, 7172
株式会社 東京計器製造所	東京都大田区東蒲田4の31 社長 橋井 真	ガスの製造および供給 (281) 0111 (大代表)
東京航空計器株式会社	東京都北多摩郡狛江町和泉1600 社長 和田 重雄	精密計器類の製造 東京 (731) 2211, 7181
東京芝浦電気株式会社	川崎市堀川町72 社長 岩下 文雄	航空用機器, 地上操縦訓練機, 電子機器, 通信用機器, 計算装置その他 (416) (代) 3101
東京電力株式会社	東京都千代田区内幸町2の9 社長 青木 均一	電気機械器具製造販売 川崎 (3) 2561 (大代表)
東京特殊電線株式会社	東京都新宿区西大久保2の307 社長 小林 延次	電気供給事業 (591) 2251 (代10) 4341 (代20)
株式会社 東京放送	東京都港区赤坂一ツ木町36 社長 鹿倉 吉次	精密抵抗線, 各種エナメル銅線類, ビニール, ホルマールポリエチレン線類, TV 部品, 電子計測部品の製造販売 (369) 2161~5
東邦産研電気株式会社	埼玉県北足立郡新座町大字北野133 取締役社長 小谷 鍬治	放送事業 (481) 8711
東邦電気工業株式会社	東京都渋谷区山下町60 取締役社長 山崎 愛三	セレン, シリコン, ゲルマニウム, 亜酸化銅整流器定電圧装置, 直流熔接機, SiC-バスタ, 亜酸化銅変調器, 硫化カドミウム光導電素子 (新座) 31~32
東方電機株式会社	東京都目黒区下目黒2の179 社長 原 鴻	電気設備ガス設備計装設備, 防音設備の設計, 工事保守請負および機器, 材料の製作販売 (473) 代表 0111 (8)
東北金属工業株式会社	仙台市郡山字諏訪脇南10 社長 佐野 広一	通信機製造販売, 写真および複写送機製造販売 (49) 9191 (代)
東北通信建設株式会社	仙台市東七番丁13 取締役社長 石田 弥	電気通信機器用金属材料並びに, その他各種金属材料の製造, 加工および販売, 高圧瓦斯並びに化学製品の製造および販売 (代表) 仙台 (2) 8187
東北電力株式会社	仙台市東二番丁70 社長 堀 裕	電気通信設備の建設保守工事の請負 (仙台) (3) (代) 0111 市外専用 112
		電気事業 (仙台) (5) 2111

東北放送株式会社	仙台市東二番丁141 代表取締役社長 代々木 孝三郎
東洋通信機株式会社	川崎市塚越3の484 取締役社長 湊 才次郎
株式会社 巴川製紙所	東京都中央区銀座3の3の1 取締役社長 井上 篤
那須電機鉄工株式会社	東京都新宿区四谷2の12 社長 那須 仁九朗
長野日本無線株式会社	長野市大字鶴賀町1463 取締役社長 上野 辰一
株式会社 長村鉄工所	横浜市鶴見区鶴見町433 取締役社長 神崎 熊一
株式会社 中興通信機製作所	東京都世田谷区北沢2〜47 社長 横畑 頼二
株式会社 新瀉放送	新潟市川岸町3の18 会長 坂口 献吉 社長 堀内 悦夫
西日本通信建設株式会社	熊本市大江町九品寺294 取締役社長 東 博仁
西日本電線株式会社	大分市駄原2899 社長 島内 大蔵
日電新興商事株式会社	東京都港区芝三田功運町31 常務取締役 奥野 治雄
株式会社 日興電機製作所	埼玉県蕨市大字蔵4806 取締役社長 沖津 良蔵
日新電機株式会社	京都市右京区梅津高畝町20 社長 香川 修一
株式会社 日辰電機製作所	東京都練馬区南町1の3481 社長 岩崎 ツヤ子
日本海底電線株式会社	東京都港区芝神谷町18 取締役社長 石川 清
日本コロムビア株式会社	川崎市港町125 社長 桑 米造
日本航空電子工業(株)	東京都渋谷区南平台町32 南平台東急ビル(東急スカイライ)4階 社長 沼本 実
日本高周波株式会社	横浜市港北区中山町1119 社長 吉田 晴
日本国電気局	東京事務所 東京都港区芝南佐久間町1 〜55 和田ビル 東京研究所 東京都文京区菊坂町3
日本コンデンサ工業(株)	東京都千代田区丸の内1の1
日本製線株式会社	京都市中京区西陣院通四条上 取締役社長 平井 嘉一郎
日本通信建設株式会社	東京都千代田区神田富山町5 社長 川野 邑松
日本通信工業株式会社	東京都港区芝南輪南町7 取締役社長 津田 竜三
日本テレビ放送網(株)	川崎市北見方260 社長 田沢 竜吉
日本電気株式会社	東京都千代田区二番町14 取締役社長 清水 与七郎
日本電気機材株式会社	東京都港区芝田四町 社長 渡辺 誠衛
	京都市中京区西ノ京上合町17 代表取締役 島津 洋二

放送事業

(代)(3) 3101

通信線、電力線、搬送電話装置、固定、移動、航空用無線装置、水晶振動子および応用装置、工業用電子機器、超小型電子複合部品 (2) 3771〜9
電気紙録紙、電気通信用紙、放電記録紙、統計カード用紙、シンクロシート、樹脂含浸紙、トレーシングペーパー、薄口模造紙、レコード芯紙、レザ原紙、上質紙、画学紙、セメント袋用クラフト紙、製袋用クラフト紙、一般クラフト紙、軽包装クラフト紙、晒クラフト紙、クラフトバルブ、その他特殊紙 (561) (代) 4141

鉄塔、鉄骨、架線金具、磚子、亜鉛鍍金、地中線材料 (351) 6131〜8

通信機器製造販売

長野(代)(2) 4951

各種配線盤、ヒューズ盤、鋼製公衆電話室、無線機筐体、レントゲン医療機器等
鶴見 (50) 7637〜9

電話機用送話器および受話器、各種送話器、各種試験器、心線対照器 (421) (代) 6146

電気通信施設工事請負

(4) (代) 3181

電線ケーブル製造

大分 2〜6141 (代)

電信用機器、印字機、テレプリンタ等の事務用機械、企業のオートメーション用機器その他の関連機器の販売 (451) 4767, 4768, 9416

有線通信機器製造

蔵 (0889) 4124, 4509

電気機械器具製造販売

(京都) (86) (代) 1131

各種保安器およびヒューズ管製造

(991) 0700, 1959

通信用海底電線および各種電線電機製造販売工事

(501) 8371 (代友)

テレビ、ラジオ、ステレオ電器、レコード、録音機事務機械、クーラー、電気冷蔵庫、暖房器、換気装置
川崎 (3) 3571〜9

軽電機製造業

(461) 0321, 6594, 9529

マイクロ波測定器、マイクロ波機器、電子管、半導体試験装置、パルス応用機器、および高周波応用機器製造 (川和) 15, 334
東京事務所 (501) 2662, 9588
東京研究所 (921) 1970

(231) 2905

各種コンデンサの製造販売 (販売はニチコン販売)

(23) 8461 (代表)

各種電線製造販売

(251) 2076, 6624〜5

各種電気設備および付帯設備の建設保守修理加工

(441) 2121 (代)

有線電話機、各種電器製造販売

(701) 1101 (代) (048) 3111 (代)

テレビ放送事業

(301) 2111 (大代表)

電気通信機器の製作並びに販売

(451) 1171

自動充電装置、電子管応用計測機器、真空管精密測定試験装置、電子管式自動平衡記録計その他
(84) 4396〜8 (82) 0396〜6

日本電業工作株式会社	東京都千代田区神田須田町2の19 取締役社長 真木正雄	電気通信機器製作、電気通信工事請負 (251) (代) 7381~4
日本電信電話公社	東京都千代田区内幸町1丁目1番地 総裁 大橋八郎	(501) 4211 (代)
日本電線株式会社	東京都中央区西八丁堀2の1の1 長岡ビル 取締役社長 崎山義一	各種電線電纜製造販売業 (551) 6471 (10)
日本電池株式会社	京都市南区吉祥院西ノ庄猪之馬場町 社長 岡田辰三	鉛蓄電池、フルカリ蓄電池、整流器、水銀灯の製造 販売 代表 (37) 8161
日本ビクター株式会社	本社 横浜市神奈川区守屋町3~2 本社事務所 東京都中央区本橋本町 4の1の1 代表取締役副社長 百瀬 結	テレビ、ラジオ、レコード、電蓄、その他 本社 (44) (代) 1291 本社事務所 (241) (代) 7811, 7821
日本放送協会	東京都千代田区内幸町2の2 会長 阿部真之助	放送事業 (501) 4111 (大代表)
日本無線株式会社	東京都三鷹市上連雀930 取締役社長 久保木 泉	無線を主とする電気通信機械器具、電波機器および 音響機器の製造および販売 (022) 3~4111
株式会社 長谷川電機製作所	東京都品川区小山台2丁目135番地 取締役社長 都築武一	電気通信機械器具製造販売 (712) 2121~8
株式会社白山製作所	東京都港区芝金杉浜町52 代表取締役 中川 与	有線無線通信機器製造販売 (451) (代) 6111, 1600, 1900
早川電機工業株式会社	大阪市阿部野区西田辺町1の232 社長 早川徳次	ラジオ受信器、テレビジョン受像器、電気機器 (天下茶屋) (66) 1221~5
株式会社日立製作所	東京都千代田区丸の内1の4新丸ビル 取締役社長 倉田主税	電気機械器具、産業機械器具、通信機械器具および 車輛等の製造、販売 (212) 1111
日立電線株式会社	東京都千代田区丸の内2の16 取締役社長 松浦孝義	通信ケーブル、動力ケーブル、絶縁線、巻線、裸線 アルミ線、伸銅品 (211) 5311
広島建設工業株式会社	広島市南千田町1211 社長 長谷 清	日本電信電話公社認定電気通信施設工事請負 (広島) (4) (代) 8125
富士通信機製造株式会社	川崎市上小田中1015 社長 岡田完二郎	電気通信機器製造販売 (721) 4241 (代表) (047) 2101 (代) (047) 8121 (代)
株式会社 フジテレビジョン	東京都千代田区有楽町1の7 取締役社長 水野成夫	テレビ放送事業、(281) 5251 (大代表) スタジオ 新宿区市谷河田町7 (341) 5151 (大代表)
福井放送株式会社	福井市牧の島町41 社長 加藤 尚	
藤倉電線株式会社	東京都江東区深川平久町1の4 社長 兵藤嘉門	電線、電纜および付属品製造販売 (644) 1111 (大代表)
不二家電機株式会社	東京都中央区銀座西7の6 取締役社長 藤井五郎	小型モータ、レコードプレーヤ、電蓄、テープレコー ダその他の製作販売 (571) 5856~9
古河電気工業株式会社	東京都千代田区丸の内2の14 社長 植松 清	電線、電纜並びに非鉄金属製品の製造販売 (211) 0811 (大代表)
北海道電力株式会社	札幌市大通東1の2 取締役会社 藤波 収	電気供給事業 大代表 (5) 1111 代表 (3) 1121
北海道放送株式会社	札幌市北1条西5丁目 取締役社長 阿部 謙夫	(代) 3~8181
北陸電力株式会社	富山市桜橋通1 取締役社長 金井久兵衛	電気供給事業 (富山) (2) (代) 4114
北陸放送株式会社	金沢市高岡町128 社長 嵯峨 逸平	放送事業 (2) 6181 (3) 1121
株式会社毎日放送	大阪市北区堂島船大工町53 社長 高橋 信三	放送事業 (大阪) (36) 1212, (大代表) 8231
松下通信工業株式会社	横浜市港北区綱島町広町880 社長 松下幸之助	通信機、音響機器、計測器 横浜 (45) 代 1231
松下電器産業株式会社	大阪府北河内郡門真町大字門真1006 社長 松下正治	通信機械器具・電気機械器具・その他機械器具の製 造販売・炭素製品およびマンガン製品の製造販売、 各種医療機械器具の製造販売 (99) 1121 (大代表)
株式会社松田製作所	東京都港区芝白金三光町85 取締役社長 松田 富哲	通信機器製造販売、板金加工製品の販売 (44) 1246~9

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内2の3
社長 関 義 長

明星電気株式会社

東京都中央区銀座西7の5
代表者 高 間 淳 一

株式会社村田製作所

京都府乙訓郡長岡町大字開田小字西陣町16
代表取締役社長 村 田 昭

目黒電波測器株式会社

東京都目黒区上目黒5の2658
社 長 二 村 雪 郎

株式会社明電舎

東京都品川区東大崎2の276
取締役社長 重 宗 雄 三

森銅コード株式会社

東京都目黒区下目黒2の217
社 長 森 銅 万治郎

八欧電機株式会社

神奈川県川崎市末長1116
取締役社長 八 尾 淳次郎

八木アンテナ株式会社

東京都千代田区大手町2の5
社 長 榑 原 吉 三

谷村株式会社新興製作所

本社 花巻市城内32
営業所 東京都港区芝三田功運町31
社 長 谷 村 貞 治

山中電機株式会社

東京都大田区大森2の198
取締役社長 津 田 隼 人

山形放送株式会社

山形市旅籠町 山形新聞放送会館
取締役社長 服 部 敏 雄

湯浅電池株式会社

大阪府高槻市古曽部61
取締役社長 湯 浅 佑 一

株式会社横尾製作所

本社 東京都北区滝野川7丁目5番地
社 長 横 尾 忠太郎

株式会社横河電機製作所

武蔵野市吉祥寺3000
取締役社長 山 崎 巖

読売テレビ放送株式会社

大阪市北区岩井町2の74
代表取締役 新 田 宇一郎

株式会社ラジオ青森

青森市大字松森字福田72
取締役社長 竹 内 俊 吉

株式会社ラジオ関西

神戸市須磨区磯御町7の3
社 長 田 中 寛 次

株式会社ラジオ福島

福島市栄町21
社 長 飛 島 定 城

理研光学工業株式会社

東京都大田区馬込町西4の33
社 長 市 村 清

理研電線株式会社

東京都中央区築地3の10
取締役社長 岡 秀 宝

各種電気機械器具の製造および販売
(201) 1611 (大代表)

有線無線通信機器製造販売
(571) 9181~5

磁器蓄電器、複合部品、ステアタイトその他特殊磁器、イタリウム管等電圧計磁器応用製品
高槻 5~0486 神見 274, 236

無線測定器、エレクトロニクス測定器製造
(代) (712) 1166

電気機械器具の製造並びに販売
491~1111, 3151

電話機コード、交換機コード、搬送用コード、ビニール電線、キャブタイヤコード、自動車用電線、スパイラルコード (491) 1016~1017

テレビ受像機、ラジオ受信機、ステレオ電音テープレコーダー、他音響機器、各種無線通信機、電気計測器、工業用テレビ装置、テレビ放送機、スタジオ装置、洗濯機、冷蔵庫、扇風機、家庭電器器具類製造および販売
(清ノ口) (大代表) 5111 (玉川) (代) 1171, 2151

通信機用、テレビジョン放送用およびテレビジョン受像用各種空中線の製造販売 電話 (201) 1051~8

印刷電機機器一般、各種電子計算機用入出力機器一般 東京 (451) 8356~9 (花巻) 1500 (代表) ~5

ラジオ受信機、テレビジョン受像機、その他電子機器の製造販売および付帯事業
(761) 2156 (代表) ~2159, 2150

放送事業
(山形) 6161~6156

蓄電池、乾電池、整流器製造販売
高槻 (5) 1101 (代表)

精密引抜パイプ、各種空中線特許付属品電圧ラジオ、フット、導波管、金属導管 (982) 代表 8016~9

指示電気計器、電気測定器、工業計器
(391) (代) 1901 (022) ③ (代) 3701

大阪 (35) 2251 (代)
(35) 6331 (代)

一般放送事業 (テレビ、ラジオ)
(青森) 代 6266

放送事業
(7) 4321

放送事業
本社 (代) 62 3411, 直通 (2) 6545,
スタジオ (2) 0611, 2095, 5711, 5712

事務機械、感光紙、音響機械、写真機製造並びに販売 (771) 9101 (代) (771) 9111 (代)

電線、電線の製造、各種マグネットワイヤ、キャブタイヤケーブル、合成ゴム線、通信用電線、各種ビニール電線 (541) (代) 1001

電 気 通 信 学 会 雜 誌

第 44 卷 (440 号—451 号)

昭 和 36 (1961) 年 度 総 目 次

立体数字は論文番号

斜体数字は資料番号

番 号	著 者 名	題 名	分 類	掲 載 月	通 じ し ペ ー ジ
3281	市 一 志 平 安 井 野 瀬 田 佐 羽 田 塚 上 守 夫 高 富 小 尾 石 虫	ZZZ(Zeit Zonen Zahler)装置の電子化について	論 文 資 料	1	11
3282	市 一 志 平 安 井 野 瀬 田 佐 羽 田 塚 上 守 夫	周波数分割形電話交換用多重スイッチの構成法	"	"	15
3283	市 一 志 平 安 井 野 瀬 田 佐 羽 田 塚 上 守 夫	無極継電器における力係数と満電流の負荷特性への影響	"	"	21
3284	市 一 志 平 安 井 野 瀬 田 佐 羽 田 塚 上 守 夫	超音波遅延線路の直流パルス伝送理論	"	"	29
3285	市 一 志 平 安 井 野 瀬 田 佐 羽 田 塚 上 守 夫	任意アドミタンス板で装荷された方形導波管の固有値	"	"	36
3286	市 一 志 平 安 井 野 瀬 田 佐 羽 田 塚 上 守 夫	位相速度差によるPI偏波発生器の設計について	"	"	42
3287	市 一 志 平 安 井 野 瀬 田 佐 羽 田 塚 上 守 夫	移動無線固定受信局の電子的自動選択方式	"	"	46
3288	市 一 志 平 安 井 野 瀬 田 佐 羽 田 塚 上 守 夫	移動無線における送信機の相互変調	"	"	51
3289	市 一 志 平 安 井 野 瀬 田 佐 羽 田 塚 上 守 夫	エサキダイオードの安定条件について—電圧電流特性測定法—	"	"	55
3290	市 一 志 平 安 井 野 瀬 田 佐 羽 田 塚 上 守 夫	検波回路結合素子の影響とその応用について	"	"	62
3291	市 一 志 平 安 井 野 瀬 田 佐 羽 田 塚 上 守 夫	ビエソ振動子を用いた電子ビームの電流密度分布の直視方法	"	"	66
3293	市 一 志 平 安 井 野 瀬 田 佐 羽 田 塚 上 守 夫	エサキダイオードによるパラメータ増幅および増幅	"	2	181
3294	市 一 志 平 安 井 野 瀬 田 佐 羽 田 塚 上 守 夫	酸化物陰極の減衰現象と放出電子の速度分散との相関	"	"	188
3295	市 一 志 平 安 井 野 瀬 田 佐 羽 田 塚 上 守 夫	導波管管軸に平行に挿入された筒状誘電体素子	"	"	193
3296	市 一 志 平 安 井 野 瀬 田 佐 羽 田 塚 上 守 夫	負抵抗素子を通路スイッチして用いた実験用全電子交換機	"	"	197
3297	市 一 志 平 安 井 野 瀬 田 佐 羽 田 塚 上 守 夫	P 進符号系の考察	"	"	205
3298	市 一 志 平 安 井 野 瀬 田 佐 羽 田 塚 上 守 夫	PN 接合のアドミタンス変調	"	"	212
3299	市 一 志 平 安 井 野 瀬 田 佐 羽 田 塚 上 守 夫	日本語まざつ音の合成	"	"	221
3300	市 一 志 平 安 井 野 瀬 田 佐 羽 田 塚 上 守 夫	入線の保留時間が出線より長い暫時式完全群	"	"	227
3301	市 一 志 平 安 井 野 瀬 田 佐 羽 田 塚 上 守 夫	パラメトロン計算機 M-1 の運営状況について	"	"	234
3302	市 一 志 平 安 井 野 瀬 田 佐 羽 田 塚 上 守 夫	Rat Race 回路の特性	"	"	237
3303	市 一 志 平 安 井 野 瀬 田 佐 羽 田 塚 上 守 夫	電子交換機の一方式とその使用実績について	"	"	244
3304	市 一 志 平 安 井 野 瀬 田 佐 羽 田 塚 上 守 夫	金網入り誘電体ラドーム	"	"	250
3305	市 一 志 平 安 井 野 瀬 田 佐 羽 田 塚 上 守 夫	多重信号の非直線ひずみについて	"	"	256
3310	市 一 志 平 安 井 野 瀬 田 佐 羽 田 塚 上 守 夫	UHF 見通外伝はんの遠距離特性	"	3	317
3311	市 一 志 平 安 井 野 瀬 田 佐 羽 田 塚 上 守 夫	副導線による中波放送空中線上の電流分布の改良	"	"	323

頁次	著者	論文名	論文種別	頁数
3312	平高小清	電気音響変換器系の内部インピーダンス	論文	330
3315	賀須井水	チタン酸バリウム磁器の分極現象と電圧方程式に対する二つの考察	論文	335
3314	奥田城	有極継電器の基本的動作に関する一解析法	論文	343
3315	河大加清	超広帯域中継用偏波共用パラボラアンテナ	論文	351
3316	鈴鈴	振動板定数の測定法	論文	357
3317	岡大	広帯域パラメロン増幅器	論文	362
3318	新野青	雑音を伴った多重 FM 信号の復調方式に関する理論的考察	論文	368
3319	福松	超多重角変調信号のエネルギー帯域幅と位相減衰特性によるみずみ	論文	376
3323	金田	エサキダイオードのスイッチ特性	論文	479
3324	宮佐	磁界浸形四電極電子銃	論文	485
3325	梅青	シミュレイテッド・サンプラの試作	論文	493
3326	青宮前	二線式表面波線路	論文	500
3327	中藤綾阿	ビリオドグラム計算機	論文	507
3328	原井木部	O形薄膜誘電体線路の伝送モード	論文	514
3329	横遠杉	大電力ミリ波磁電管	論文	522
3330	杉早新	有損失立休回路の蓄積エネルギーについて	論文	528
3331	能成有	シルバードメイン標準器電器の製作について	論文	534
3332	羽鳥	ハイブリッド型電圧調整器の設計	論文	540
3333	西沢潤	電気音響変換器の設計を動作成衰量を基本として行なうことの試み	論文	547
3334	林春	分布定数形ストリップ線路の設計について	論文	552
3335	新林春	分布定数ろ波器に関する一資料	論文	558
3336	森田	接合形トランジスタの高周波入力インピーダンスと最大面積、ベース抵抗、 β の関係	論文	567
3337	谷藤	カラー VTR 用周波数変換形低雑波 FM 変換器	論文	776
3338	吉村	カラー VTR における非直交性による雑音	論文	782
3339	安田	導波管結合形周波数同期回路装置の設計法と実用上の問題に関する考察	論文	791
3340	小谷英	部品標準化の設計について	論文	798
3341	林春	電子・リミット・エサキダイオードの特性と設計法	論文	806
3342	新林春	自己共振素子としての電界効果トランジスタ	論文	811
3343	森田	音響から見た材料の伝達特性と伝導特性について	論文	816
3344	谷藤	表面層を付した接点の接触抵抗	論文	822
3345	吉村	半導体材料の特性における Llewellyn-Peterson の式	論文	830
3346	森田	導波管の固有波動定数の新しい計算法	論文	838
3347	安田	導波管の固有波動定数の新しい計算法	論文	901
3348	長谷川	帰還電子による陰極の電子放射制御について	論文	909

3357	齊見二清丸清	藤田正	成文	時間的並びに空間的旋回電界によるサイクロトロン波のパラメトリック増幅	"	"	916
3358	福池猪	井田初秀	成文	電波自動監視記録装置および記録結果について	"	"	924
3359	猪	瀬田初秀	成文	エサキダイオード双安定回路のスイッチ特性	"	"	928
3360	猪	瀬田初秀	成文	3 段時分割交換線群の呼損率およびジャンクタ容量	"	"	934
3361	家入勝	勝	吾郎	エサキダイオードを用いた可変コンダクタンス増幅器	"	7	1154
3362	木村山	山	悦	テレビ用新磁気ドラム記憶装置	"	6	941
3363	飯口	口	真一	導波管に対する一般的な伝送方程式	"	"	948
3364	土屋正	正	次一	導波管回路における双極子の作用について	"	"	955
3365	伊藤高	藤村水塚	義直	継電器の接点ノイズについて	"	"	963
3366	齊藤	藤	伸	Richards の鍵定理の四端子網回路への拡張	"	"	973
3367	齊藤	藤	伸	結合線路形ろ波器—結合 2 本線路の抽出による設計法—	"	"	1033
3368	齊藤	木本	利正	フェライトによるマイクロ波周波数通信	"	"	1036
3369	横山	山	保	薄い誘電体殻による散乱の理論	"	"	1041
3370	新保	保	修	超多重 FM 信号のエコーひずみ	"	"	1049
3371	抽本	本	久	P-N ジャンクションダイオードを用いたマイクロ波同調形通信について	"	"	1056
3372	有竹	竹内	秀健	短波 SSB 多重電信方式	"	"	1063
3373	西渡	沢辺	潤	ミラー効果によるトランジスタ定数の測定	"	"	1067
3374	齊渡	藤辺	収真	帯域雑音のマスキング効果	"	"	1077
3375	稀津	津	喜	定輝度式色度線順次方式を利用したカラー VTR	"	"	1085
3376	稀津	津	喜	後進波管における回路損失と出力部	"	"	1091
3377	青宮	柳脇	健一	時分割同時送受話の一方式	"	8	1098
3380	宮内	田谷	信昭	導体球列の後方散乱断面積	"	"	1160
3381	熊宮	島崎	憲一	短波用全波リターン形空中線	"	"	1166
3382	小栗	倉村	尚元	無バイアス磁気録音の磁化機構	"	"	1173
3383	熊大	川	吉	エサキダイオードの放射線損傷効果	"	"	1179
3384	古川	井	信	テレビジョンパルス AFC (同期) の解析	"	"	1185
3385	三井	橋	榮	エサキダイオード無安定マルチの解析	"	"	1191
3386	岩河	津原	祐彦	エサキダイオード無安定マルチの解析	"	"	1199
3387	菅石	井	正	マイクロ波分波器の伝送特性とその設計	"	"	1207
3388	西川	川	明	飽和形磁気記録の再生過程に関する検討	"	"	1216
3389	磯部	部	作	ダイオードを用いた共振形パラメトリック増幅器の励振電源変動の特性への影響	"	"	1224
3390	小山	又岸	朝文	L バンド・レーダにおけるパラメトリック増幅器の応用	"	"	1231
3392	鶴石	岡上	泰一	エサキダイオードを用いた短波受信回路の検討	"	9	1307
3393	渡山	彦	久	円環薄板の対称振動に関する機械インピーダンス	"	"	1313
3394	橋	篤	志	位相幾何学の組織符号構成への応用	"	"	1316

3395	猪瀬河高	瀬田合本	品洋幹	博彦一雄	デルタ変調方式による実験用時分割電子交換機の加入者回路	論文	資料	9	1322
3396				康	防側音電話機回路に関する二、三の考察	"	"	"	1328
3397	鈴岩	浦木	宏民	治隆	コンデンサパイプロメータの応用	"	"	"	1337
3398	青木	和男			有限長円筒による平面電磁波の回折	"	"	"	1341
3399	安東	平一郎			チャネル分割による単量子化パルスの一伝送法	"	"	"	1347
3400	奥村	久己			超短波の山岳回折における伝ばんひずみ	"	"	"	1354
3401	小野田	貞樹樹			半分布定数形遅延線路	"	"	"	1362
3402	新谷	沿生			CR 発振器用サーミスタ回路の特性	"	"	"	1369
3404	佐尾	和夫			空電の VLF 帯周波数スペクトル	"	"	10	1445
3405	猪阿部	安博利			三角形迂回中継方式の呼損率の近似計算法	"	"	"	1450
3406	川島	将男			微分反響形可変波形等化器	"	"	"	1456
3406	蛸大	崎友	賢元	治春	横形電子ビームパラメトリック増幅器の一般解析	"	"	"	1464
3408	福島	邦彦			二次元画像の冗長度—テレビ伝送帯域圧縮の理論的限界—	"	"	"	1473
3409	石井	康博			進行波形パラメロン増幅器について	"	"	"	1480
3410	布施	正			大振幅励振時のパラメトリック増幅器の利得変動について	"	"	"	1488
3411	秋丸	春夫			交換方式の最適設計について	"	"	"	1496
3412	土屋	正次	晃隆		振動負荷法を用いた微小反射係数直視装置	"	"	"	1504
3413	京大石	極橋井	康		高周波発生器の新しい解析法	"	"	"	1512
3414	斉藤	成文			電子ビームにおけるサイクロトロン波と同期波の運ぶエネルギーについて	"	"	11	1749
3415	鍛冶	治弘			平行線路からの放射に関する考察	"	"	"	1755
3416	北垣	成一			広帯域結合多重同調回路の設計公式	"	"	"	1763
3417	田島	清一	孝		円形スリットの音響インピーダンス	"	"	"	1768
3418	猪瀬田	靖純	博彦	二	符号化変調による一通信方式—4- Σ 変調—	"	"	"	1775
3419	浜崎	義二			4 分の 1 波長結合負性抵抗増幅器	"	"	"	1781
3420	木実大田	卓智	誠洋	半智	磁気アープを用いた情報検索機	"	"	"	1788
3421	渡辺	竜起			電子スイッチング回路への系統図理論の適用	"	"	"	1791
3425	青森松	成徹			低雑音サイクロトロンビーム管の理論と試作実験	"	"	12	1849
3426	川崎	義人			電子機器の保守度	"	"	"	1857
3427	岸中	源也			回路網の書えられる reactive energy と群遅延特性との関係	"	"	"	1865
3428	重子島	一郎	和夫		トランジスタの NF と周波数について	"	"	"	1872
3429	木橋	村山	悦克	郎哉	FM 変調波の磁気記録再生系伝送に関する一考察	"	"	"	1876
3430	笠井	保			瞬時伸率、回路要素の変動が信号の復元および瞬時 S/N 改善度に与える影響	"	"	"	1882
3431	竹下	信也			第 2 種無給電中継矩形反射板の放射指向性	"	"	"	1889
3349	江口	新太郎			Switching 回路におけるブール方程式の一般解について	討論	"	5	844
3350	後藤	以紀			「Switching 回路におけるブール方程式の一般解について」に対する回答	"	"	"	847

3351	春日井 敬彦	} 第43巻3号掲載菅野卓雄氏論文に対する討論			849	
3352	菅野 卓雄		春日井, 西沢両氏の討論に対する回答		850	
3306	白井 源慧		非線形コンデンサと等価な回路について	技 書	2	262
3307	加藤 安太郎		中波放送用傘形アンテナ			264
3320	家入 勝吾		エサキダイオードを用いた発振器について		3	389
3321	野坂 敏夫		多重同調による共振形パラメトロン増幅器			389
3336	竹下 信也		反覆フレネル積分の計算式について		4	564
3337	福井 初昭		エサキダイオード接合容量の測定について			567
3378	福永 健男		エミッタ, コレクタ負荷形回路について		7	110
3403	家入 勝吾		{ エサキダイオードを用いたミキサおよび可変パラメータ増幅器の雑音指数について		9	1375
3422	桜庭 一克郎	} 進行波パラメトリック増幅器の増幅度と雑音指数に対するアイドル高周波の影響			11	1803
3423	古川 吉孝		エサキダイオードの電子線照射効果			1806
3432	杉山 宏敏	} 理想低域ろ波器の2進符号伝送特性について		12	1897	
		新 し い 伝 送 技 術				
5094	高木 昇勲	新しい伝送技術特性について	特 集	5	目次裏	
		1. 総論			621	
		2. 符号伝送方式				
5095	星 子 幸男	2.1 符号伝送			631	
5096	金 田 弘	2.2 IDP 方式			649	
5097	生田 将彦	} 2.3 PCM 通信方式			665	
		3. 超多重伝送方式				
5098	重井 芳治	3.1 同軸伝送方式			686	
5099	山本 勇一	} 3.2 同軸伝送装置			695	
5100	増田 孝雄					706
		3.3 マイクロ波通信方式				
		3.4 マイクロ波中継用機器				
5101	川橋 猛	A. 機器			719	
5102	大橋 啓吾	B. 空中線系			730	
		4. 帯域圧縮伝送方式				
5103	関 英男	4.1 電話伝送			736	
5104	鈴木 桂二	4.2 テレビ伝送			747	
		磁 気 記 録				
		磁器記録特集について		11	目次裏	
5422	高木 昇三	1. 総論			1579	
5423	永井 健一	2. 磁気記録の理論			1583	
5424	岩崎 俊男	3. 工業化の現状と規格化の進展			1589	
		4. 磁気記録媒体とヘッド				
5425	富武 永武	} 4.1 記録用磁性材料			1601	
			4.2 磁気テープ			
		A. アナログ用				
5426	寺山 喜郎	A-1 録音テープ			1607	
5427	吉田 順二	} A-2 ビデオテープ			1613	
5428	窪田 啓次郎					1617
		B. デジタル用				
		4.3 磁気ヘッド				
		A. アナログ用				
5429	松岡 進	A-1 オーディオ用			1623	
5430	八木 基	A-2 ビデオ用			1630	
5431	西川 正明	B. デジタル用			1635	
5432	毛利 吉晃	} 4.4 磁気記録の形態〔磁気ドラムその他について〕			1641	

5433	多田正信	5. 記録技術	特 集	11	1648
5434	吉田順作	5.1 録音技術	"	"	1659
5435	高木末夫	5.2 録画技術	"	"	1664
5436	高石裕政	5.3 計測用アナログ記録	"	"	1670
	古谷勝美	5.4 デジタル記録	"	"	
		6. 磁気記録の応用			
5437	大岡松男	6.1 放送技術への応用	"	"	1681
5438	佐藤文彦	A. ラジオ	"	"	1688
5439	平沢毅一	B. テレビ	"	"	1693
5440	山本芳秀	6.2 映画技術への応用	"	"	1701
5441	梶正明	6.3 通信技術への応用	"	"	1707
5442	西野博二	A. 料金計算	"	"	1711
5443	海輪利正	B. データ伝送	"	"	1717
5444	植村三良	6.4 電子計算機への応用	"	"	1723
5445	永岡田邦一	6.5 制御技術への応用	"	"	1727
	関本忠弘	6.6 計測技術への応用	"	"	
5446	岩村弘	6.7 音声解析への応用	"	"	1732
5447	与謝野昱	6.8 その他の装置	"	"	1736
5448	並河守	A. 一般用テープレコーダ	"	"	1743
3279	小島哲	B. 電話用特殊サービス装置	"	"	
3280	清水林次郎	C. シートレコーダ	"	"	
3379	実吉純一	電信電話技術の在り方	寄 書	1	1
3292	山崎久一	特許法の改正について	"	"	9
3308	武藤時雄	論文作りの技術とその前提について	"	8	1155
3309	大久保利美	電力系統制御と電子工学	講 演	2	173
3322	熊谷三郎	マイクロモジュールについて	"	3	303
3354	米沢盛	モレキュラ・エレクトロニクス	"	"	308
3366	篠原登	システム工学について	"	7	471
3391	鈴木桂二	通信技術の現状と将来	"	6	894
3424	緒方研二	わが国科学技術の振興方策について	"	7	1023
4995	森永隆昭	テレビジョンの国際中継について	"	9	1297
	中村嘉	最近の国際通信会議 (CCITT) の動向	"	12	1843
5052	森田清弘	フランスにおける見通外通信方式	技 術 展 望	2	294
5053	松丸勝	電波暗室	"	3	429
5093	斎藤成文	人工衛星と通信	"	"	438
5138	安田一夫	電子ビーム形パラメトリック増幅器	"	4	606
5240	田中春夫	—特にサイクロトロン波形について—	"	5	873
5087	熊谷六二	テレビ放送波の精密オフセットキャリヤ方式	"	7	1143
5541	今井哲二	電波天文学の進歩	"	8	1273
4934		通信電力のための半導体とエネルギー変換技術	"	12	1941
4935	和田英明	真空管用冷陰極の研究動向	事 業 展 望	1	107
4936	米豊平	公衆通信機観 (橋本實澄), 電話交換 (斎藤淳), 線路 (斎藤達夫), 搬送 (山本周二), 電信 (原裕登), 無線 (菅原鼎山), 宅内機器 (阿部正雄), 電力 (横坂敏夫)	"	"	126
4937	浪村吉克	国際通信	"	"	130
4938	井原芳雄	鉄道通信	"	"	135
4939	戸谷徳潤	放送	"	"	141
4940	和田弘	電力用通信	"	"	145
4941	二条弼基	警備通信	"	"	148
		電子応用	"	"	153
		電波監理	"	"	

4942	武 市 武	電気通信産業	"	"	159
4896		{ 電気通信技術委員会調査, 研究専門委員会業績報告 (昭和 35 年第 2・四半期)	報 告	1	74
5055		{ (" 第 3・四 ")	"	4	570
5346		{ (" 第 4・四 ")	"	10	1517
5491		{ (" 36 第 1・四 ")	"	12	1901
4897		電気通信規格調査会, 同調査専門委員会業績報告 (昭和 35 年第 2・四半期)	"	"	81
5056		(" 第 3・四 ")	"	4	580
5185		(" 第 1・四 ")	"	7	1108
5241		(昭和 36 年第 1・四半期)	"	8	1239
		1 月 (167), 2 月 (297), 3 月 (446), 4 月 (615), 5 月 (881), 6 月 (1009), 7 月 (1149), 8 月 (1284), 9 月 (1422), 10 月 (1574), 11 月 (1836), 12 月 (1954)	ニ 一	エ ス	
		1 月 (171), 2 月 (300), 3 月 (449), 4 月 (618), 5 月 (884), 6 月 (1012), 7 月 (1152), 8 月 (1287), 9 月 (1425), 10 月 (1576), 11 月 (1838), 12 月 (1957)	本 記 国 文 口 絵	会 事 内 献	
		8 月 (1289), 9 月 (1426), 10 月 (1578), 11 月 (1840), 12 月 (1959)			
		会長写真および略歴			
3353	広 田 友 義	会長就任あいさつ		6	892
5288		電気通信学会雑誌改善世論調査について		9	1291
5345	末 武 国 弘	わかり易い論文を書くために		10	1437
5139		功績賞贈呈 (金原 淳, 森田 清)		6	887
5140		論文賞および著述賞贈呈		"	889
5141		岡部記念研究奨励金贈呈		"	890
4948		稲田記念学術奨励金贈呈 (第12回)		2	180
5054		" " (" 13 ")		4	478
5490		" " (" 14 ")		12	1847
		昭和 36 年電気四学会連合大会講演題目		3	452
		昭和 36 年度電気通信学会全国大会講演題目		9	1428
		昭和 35 年度事務および事業報告		6	1015
		電気通信学会 [寄稿のしおり]		"	1442
		維持員一覧表		12	1960

著 者 索 引

*: 技術展望 **: 事業展望 ***: 特集 Δ: 投書 ΔΔ: 寄書 ΔΔΔ: 講演

ア	有 田 不二男	250(2)	池 野 信 一	11(1)
阿座上 孝	有 竹 秀 一	1067(7)	石 井 潔	1512(10)
阿 部 勇	安 東 平一郎	1347(9)	石 井 順 也	552(4)
阿 部 正 雄	伊 藤 義 一	973(6)	石 井 秀 男	1207(8)
阿 部 安 利	伊 義 健 一	237(2)	石 井 康 博	1480(10)
青 井 三 郎	井 原 芳 雄	**141(1)	石 上 彦 一	1307(9)
青 木 和 男	飯 口 真 一	955(6)	石 田 哲 朗	36(1)
青 柳 健 次	家 入 勝 吾	Δ384(3) 941(6) Δ1375(9)	石 渡 裕 政	***1664(11)
青 柳 春 夫	生 田 滋	***665(5)	磯 部 豊 作	1224(8)
赤 塚 通 雄	池 田 秀 也	928(6)	市 原 博	317(3)
綾 木 和 雄			稲 津 稔	776, 782(5) 1091(7)
新 木 諒 三			稲 見 和 夫	1872(12)

昭和36(1961)年度総目次

猪瀬博	934(6) 1322(9) 1150(10) 1775(11)	川崎義人	1857(12)	清水保定	323(3)
今井哲二	*1941(12)	川崎将男	***665(5) 1456(10)	清水林次郎	339(1)
岩崎俊	***1583(11)	川橋猛	***719(5)	清水湧一	973(6)
岩瀬隆	1337(9)	川又晃	***1641(11)	重井芳治	***686(5)
岩橋栄治	1199(8)	河合洋一	1322(9)	実川卓次	1788(11)
岩村弘	***1732(11)	河津祐元	351(3) 1207(8)	篠原登	△△△1023(7)
		雁部頼一	227(2)	新谷治生	1369(9)
				新保孝	
植村三良	***1723(11)	城戸健一	330(3)		256(2) 368,376(3) 1056(7)
後川昭雄	212(2)	喜連川隆	250(2)	ス	
白井源慧	△262(2)	喜安善市	11(1) 197(2)	末武国弘	*429(3) 雑1437(10)
内田英成	323(3)	木沢誠	1788(11)	菅田栄治	188(2)
梅原忠利	500(4)	木村磐	1788(11)	菅野卓雄	討論 850(5)
		木村悦郎	948(6) 1876(12)	菅原鼎山	**107(1)
江口新太郎	討論 844(5)	岸源也	1865(12)	菅原英彦	1207(8)
遠藤一郎	197(2)	岸本晃	181(2)	菅原由雄	806,811(5)
遠藤興一	***695(5)	北垣成一	1763(11)	杉崎真	540(4)
遠藤恒彦	534(4)	京極晃	1512(10)	杉山宏	△189(12)
				鈴木明	357(3)
				鈴木喜久	1098(7)
緒方研二	△△△1843(12)	窪小谷英夫	798(5)	鈴木桂二	
尾崎弘	552(4)	窪田啓次郎	***1617(11)		***747(5) △△△1297(9)
尾佐竹	15(1)	熊谷三郎	△△△471(4) 552(4)	鈴木民治	357(3) 1337(9)
尾上守夫	29(1)	熊谷信昭	1166(8)	セ	
小野田志	11(1)	熊谷伝六	*1273(8)	関英男	***736(5)
小野田真穂樹	1362(9)	熊倉尚	1179(8)	関本忠弘	***1727(11)
大田泉充	205(2)	栗島文哉	1173(8)	ソ	
大岡松郎男	***1681(11)	黒崎義雄	1173(8)		
大岸洋	1788(11)			宮我部秀一	1160(8)
大久保伍郎	323(3)	見村正道	916(6) 1849(12)	桑香範	***621(5)
大久保利美	△△△308(3)			タ	
大島弘至	362(3)	小岩井康吉	323(3)	田子島一郎	1872(12)
大塚酒二	973(6)	小島哲	331(1)	田島清	1768(11)
大友元春	1464(10)	小島浜男	1173(8)	田島智平	1788(11)
大友橋吾隆	351(3) ***730(5)	小林見吉	317(3)	田中春夫	*1143(7)
大友橋康吉	1512(10)	小又朝男	1231(8)	多田正信	***1648(11)
大岡村吉	1179(8)	後藤以紀	討論 847(5)	高木昇	***目次裏(5)(11)
岡島徹	362(3)	五島彦	197(2)	高木幹雄	1322(9)
岡田文平	11(1)	近藤昭治	*291(2)	高木末夫	***1664(11)
岡田二郎	241(2) 330(3)			高島肇助	244(2)
岡村善久	1351(9)	佐宅和夫	1433(10)	高瀬五雄	323(3)
		佐藤拓家	193(4)	高月雄雄	15(1)
銀治弘	1756(11)	佐藤文彦	***1688(11)	高村貞夫	973(6)
加藤修助	351(3)	佐藤利郎	323(3)	竹内健二	1067(7)
加藤藤太郎	331(2)	斉藤浄	*107(1)	竹下信也	△564(4) 1889(12)
海輪利正	***1717(11)	斉藤成文		武井武	***1601(11)
崎崎賢治	1464(10)		*606(4) 916(6) 1749(11) 1849(12)	武市武	**159(1)
笠井保雄	1882(12)	斉藤正男	838(5) ***1664(11)	橋篤志	1313(9)
嵩忠雄彦	1316(9)	斉藤収三	816(5) 1085(7)	谷井琢也	822(5)
春日井数克	討論 849(5)	斉藤伸自	1033,1036(7)	ツ	
堀井正明	△1803(11)	斎藤達夫	**107(1)	土屋正次	963(6) 1504(10)
堀川正昂	***1707(11)	桜庭一郎	△1803(11)	鶴岡泰	1307(9)
角川一夫	221(2)	実吉純一	△△1155(8)	テ	
金沢孝一	1768(11)	沢村吉克	**135(1)	寺山喜郎	***1607(11)
金田重男	815(1)			ト	
金田弘	***649(5)	清水富次	924(6)	戸谷徳潤	**145(1)

都九敬介	197(2)	平沢毅一	***1693(11)	森田清	*429(3)
道正喜一	924(6)	平賀籌三	323(3)	嵯永隆広	46,51(1) *294(2)
当麻喜弘	62(1)	広田友義	会長あいさつ 892(6)		ヤ
富田仁夫	21(1) 335,343(3)		フ	八木基	***1630(11)
富田義男	***1589(11)	布施正	1488(10)	安浦亀之助	901(6)
富永盛	***1601(11)	福井憲一	11(1)	安田一次	*873(5)
		福井初昭		安田進	791(5)
		55(1) 479(4) △567(4)	928(6)	安田靖彦	1322(9) 1775(11)
中沢恭一	1865(12)	福島邦彦	1473(10)	山岸文夫	1231(8)
中田和男	221(2)	福永健男	△1104(4)	山口政久	1307(9)
中原恒雄	514(4)	藤井忠邦	66(1) 522(4)	山口強	335(3)
中村勝吾	188(2)	藤間巷三	822(5)	山崎久一	△△△173(2)
中村嘉男	*294(2)	古川吉孝	1185(8) △1806(11)	山本周三	**107(1)
永井淳三	323(3)	古谷勝美	***1670(11)	山本達夫	181(2)
永井健三	***1579(11)			山本芳秀	***1701(11)
永瀬一雄	1179(8)	星子幸男	***631(5)	山本正隆	1041(7)
永田邦一	***1727(11)	本多波雄	205(2)	山本勇	***695(5)
永並守	***1744(11)			大和茂樹	244(2)
二条基元	**153(1) 924(6)	前川禎男	507(4)		ユ
二村忠元	330(3)	牧本利夫	1041(7)	柚木久	1063(7)
二美達也	811(5)	増田孝雄	***706(5)		ヨ
新美正明	1216(8) ***1635(11)	松岡進	***1623(11)	与謝野 昱	***1736(11)
西沢潤一	767(5) 討論 849(5) 1077(7)	松岡徹	1849(12)	横内滋	528(4)
		松島健彦	479(4)	横坂敏夫	**107(1)
西田昌弘	317(3)	松田亮	816(5)	横山章	193(2) 1049(7)
西野博三	***1711(11)	松丸勝	*438(3)	横山克哉	948(6) 1876(12)
西山栄三	323(3)	丸山引行	924(6)	吉田庄司	197(2)
				吉田順作	***1613 ***1659(11)
沼野雄司	351(3)	三井信雄	1191(8)	吉田孝	42(1)
		三浦宏康	1328(9)	吉村久乘	830(5)
		三原裕登	**107(1)	米沢 滋	△△△894(6)
		南 敏	△1897(12)		ラ
		宮 憲一	1173(8)	来 豊平	**130(1)
		宮田房近	493(4)		ワ
		宮脇一男	507(4) 1160(8)	和田英明	**126(1)
				和田定春	1160(8)
				和田弘	**148(1)
長谷川晃三	909(6)	武藤時雄	△△△303(3)	渡辺真吾	1085(7)
鳥孝三	558(4)	虫明康人	36(1)	渡辺竜起	1791(11)
橋本真澄	**107(1)	村上純造	1775(11)	渡辺竜雄	317(3) 1307(9)
花輪幸四郎	197(2)	室賀弘	244(2)	渡辺 寧	1077(7)
浜崎義二	1781(11)			渡部 堅也	244(2)
早坂寿雄	547(4)				
林謙二	***1613(11)				
林敏也	806,811(5)				
原昌己	1354(9)				

電気通信学会発行図書

執筆者 茅野 健 外9名
通信工学
のためのオペレーションズ・リサーチ
A 5判上製 274頁 定価550円 ㊦90円

監修 編津保次郎・岡部豊吉・副島光穂・伊藤義一
最新の半導体工学 (材料から応用まで)
B 5判 166頁 定価330円 ㊦60円

執筆者 高橋 秀俊 外9名
パラメトロンとその応用
A 5判 230頁 上製 定価 450円 ㊦80円

執筆者 柿 田 深
電 波 伝 ぱ ん
A 5判 376頁 上製 定価 550円 ㊦120円

執筆者 小 林 夏 雄
通 信 線 路 伝 送 理 論
A 5判 302頁 上製 定価 400円 ㊦100円

執筆者 高柳健次郎 他11名
カラーテレビジョン技術
A 5判 164頁 上製 定価 280円 ㊦50円

執筆者 高柳健次郎 外9名
最新のテレビジョン技術
A 5判 上製 228頁 320円 ㊦90円

執筆者 川上正光 他18名
最新のパルス技術
A 5判 330頁 上製 定価 550円 ㊦100円

改訂 最近の電気通信工学の解説
前編 A 5判304頁上製 定価400円 ㊦100円
後編 A 5判328頁上製 定価450円 ㊦100円

執筆者 大 谷 照 外6名
電 信 電 話 専 用 設 備
A 5判 218頁 280円 ㊦60円

新 し い 通 信 測 定
A 5判 186頁 250円 ㊦60円

最新刊 実用通信工学叢書
市内クロスバ交換機障害の解説
(1) 270円 ㊦50円・(2) 170円 ㊦30円

加入者宅内装置回路図
ポケット判上製 250円 ㊦40円

A形自動交換機回路図
同 250円 ㊦40円

改訂 手動電話交換機回路図
同 200円 ㊦30円

手動電話装置回路図
同 {1} 200円 ㊦40円
同 {2} 150円 ㊦30円

私設電話交換機回路図
同 250円 ㊦50円

新編 H形自動交換機回路図
改訂中

A 5 判

実用通信工学叢書

並 製

通信理論とその応用	定価 170(㊦40)	クロスバースイッチ	定価 120(㊦30)
負帰還増幅器〔理論と実際〕	180(㊦40)	ワイヤスプリング継電器	200(㊦40)
電話トラフィック理論とその応用	200(㊦40)	ダイヤルインパルスの伝送	150(㊦30)
伝送回路網及び濾波器(1)	160(㊦40)	交換機械測定法および測定器	150(㊦30)
同 上(3)(動作パラメータ設計法)	200(㊦40)	継電器回路の手引	80(㊦20)
マイクロホンとスピーカ	290(㊦50)	4号形電話機	120(㊦30)
電信用継電器	40(㊦20)	共電式構内交換機	140(㊦30)
音声周波市外ダイヤル方式(1)	230(㊦50)	搬送式多重電信	90(㊦30)
同 (2)	150(㊦40)	無線測定	120(㊦30)
同 (3)	150(㊦30)	通信機器の防湿処理	130(㊦30)

東京都千代田区富士見町2の8

発行所 社団法人 電 気 通 信 学 会

電 話 (301) 3231~5・(331) 7348

振替口座東京 35300 番

1mV 10c/s ↔ 1,000Mc!

最高感度 1mV フルスケールの高感度真空管電圧計で、M-285 B 形は 10 c/s~6 Mc に、M 316 A 形は 10 kc ~1,000 Mc の測定に使用できます。高感度であるためトランジスタ回路など低レベルの測定や、増幅器、濾波器、信号発生器などの測定に非常に便利であり、高周波ブリッジ、雑音などの検出器としても使用することができます。高感度であるため倍率器を使用すれば入力容量を非常に少なくすることができます。

M-316 A

広帯域バルボル

10 kc~1,000 MC

M-316 A 形広帯域真空管電圧計は検波後直流増幅しているため非常に広帯域 (10 kc~1,000 Mc) で増幅器は当社製チョッパを使用し高安定で 1mV レンジを除いて零点調整はほとんど不用であります。0.1V 以下は (倍率器使用のときは全範囲) 実効値指示特性となるため雑音測定に有利であります。

規 格



¥ 115,000

項 目	M-285 B 形	M-316 A 形
周 波 数 範 囲	10 c/s~6 Mc	10 kc~1,000 Mc
測 定 電 圧 範 囲	100 μ V~300 V 最高感度 1mV フルスケール	300 μ V~3 V 最高感度 1mV フルスケール
確 度	1% 50 c/s~500 kc 2% 20 c/s~ 2 Mc 5% 10 c/s~ 6 Mc	3% 100 kc ~ 50 Mc 10 mV 以上 5% 10 kc ~ 200 Mc 3 mV * 10% 200 Mc~1,000 Mc 3 mV * 15% 10 kc ~1,000 Mc 1 mV *
長 期 安 定 度	電子劣化に対、Gm 校正回路内蔵	検波波・温度係数、電子劣化、対・校正装置内蔵
寸 法 ・ 重 量	250×160×265 約 7.2 kg	250・160・265 約 5.7 kg
付 属 品	Z-143 A アダプタ×1、Z-144 A コード×1、ヒューズ、標示灯×2	Z-159 A ブローブ×1、ヒューズ、標示灯×2



M-285 B

高確度バルボル

10 c/s~6 Mc

M-285 B 形高確度真空管電圧計は広帯域増幅後検波する方式で検波出力を負帰還しているため高確度 (1%) であります。

¥ 120,000



安立電気株式会社

東京都港区麻布富士見町 39 電話 (473) 2131 (代), 2141 (代)

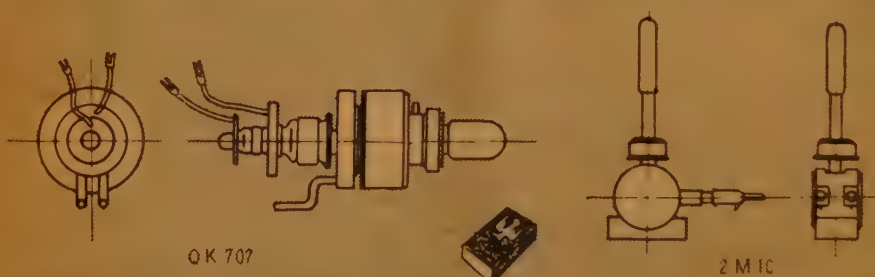
営業所 神戸市生田区栄町通5-19 電話 元 町 (4) 3 6 1 4 (代)

世界に誇る新技術

JRCマグネトロン

マグネトロン PRシリーズ(5)

歴史と信用のこのマーク **JRC**



Sバンド マグネトロンシリーズ(1)

型 名	構 造	H	f (Mc)	動 作 例				備 考
				e_{pr} (kV)	i_b (A)	t_p (μ s)	P_o (kW)	
2 M10	全金属型 固定同調周波数	G. 1050	2400 ~2500	1.35	0.25	CW	0.18	医療器用
QK707	"	G. 1600	2425 ~2475	6.3	0.24	CW	0.9	* 調理器用
2 J32	"	G. 1900	2780 ~2820	20	30	1.0	300	レーダ用

*調理器用マグネトロンは、用途に応じて各種準備しております。

特約店

大日電子株式会社

東京都千代田区神田旅籠町2の6 富山ビル
電話 (291) 9404 (251) 5963

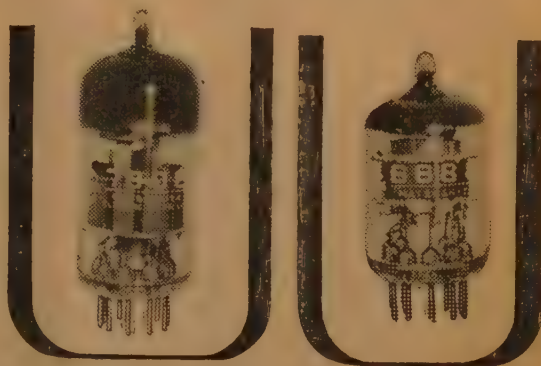
JRC 日本無線株式会社

本社事務所 東京都港区芝西久保桜川町25 第5森ビル 電話東京 (591) 3461(大代表)
大阪支社 大阪市北区堂島中 1の22 電話大阪 (36) 4631~6
福岡営業所 福岡市新開町3の53 立石ビル 電話福岡 (76) 0277
札幌出張所 札幌市北一条西4の2 札幌ビル 電話札幌 (2) 6161(4) 6336

ロングライフ・ハイgmのSQ管!

6688/E180F 広帯域増巾5極管

7308/E188CC 高周波増巾双3極管



トップをゆくナショナル
のエレクトロニクス技術
が、とくにプロフェシヨ

ナルユースを目的に、開発した画期的なSQ電子管です。

電子機器のヘッドアンプ、中間周波増巾回路などに広くご採用下さい。

ナショナル ハイgmのSQ管は……

- 高信頼度……SQ管 (Special quality tube) として、10,000時間以上の長寿命と、耐震・耐衝撃性などの安定した特性
- 高精度、高感度……独自のフレームグリッドを採用した、無類の高相互コンダクタンスと、すばらしいS/N比



松下電器

【販売所】……

- ・東京都京橋局区内 実業ビル内
TEL (561) 8461 松下電器
東京特機営業所

- ・大阪市中央局区内 新大阪ビル内 TEL (34) 6131 松下電器 大阪特機営業所
- ・名古屋市中央局区内 豊田ビル内 TEL (55) 3181 松下電器 名古屋特機営業所

〔用 途〕

6688/E180F 広帯域オシロ スコープ分布増巾器
映像増巾器 高周波増巾器

7308/E188CC テレビカメラ初段カスコード
増巾器 電子計算機 周波数計数
器 高速度フリップフロップ回路
(7308は、6BQ7A, E88CCにそのまま交換出来ます)

■代表的動作例として…

	6688/E180F	7308/E188CC
プレート供給電圧……………	190V	100V
第2グリッド供給電圧……………	160V	V
第1グリッド供給電圧……………	+9V	+9V
カソード抵抗……………	630Ω	680Ω
プレート電流……………	13±0.8mA	15±0.8mA
第2グリッド電流……………	3.3±0.4mA	
相互コンダクタンス……………	16.5±2.3m μ	12.5±2m μ
増巾率……………	50(G ₁ -G ₂ 間)……………	33

※ スチロフレックス 同軸 ケーブル

特 長

- (1) 可撓性に富んだ接続のない長尺のケーブルである。
- (2) 品質が極めて均一である。
- (3) 低損失である。
- (4) 電気特性の経年変化がない。
- (5) 軽量且つ強靱である。
- (6) 建設及び保安が容易で極めて経済的である。

用 途

各種放送：

TV放送 FM放送 短波放送 STリンク 共同聴視

各種無線通信：

マイクロウェーブリンク
V.H.F 帯無線通信レーダー
宇宙通信 見透外伝播通信



※ Styroflex は Norddeutsche Seekabelwerk AG. の登録商標であります

大日電線株式会社

本 社 尼 崎 市 東 向 島 西 之 町 8 番 地
大阪事務所 大 阪 市 北 区 梅 田 (梅 田 ビ ル)
支 社 東 京 ・ 名 古 屋 ・ 福 岡 工 場 尼 崎 ・ 和 歌 山 県 箕 島

古き伝統と新しい技術

コロナモーター



シーリスマーター
シンクロナスモーター
キャパシタモーター

は特に量産しております。

その他 小型モーターと発電機については
御相談下さい。必ず御期待にそいます。



コロナモーター株式会社

東京都目黒区東町52番地 電話 目黒(712)代表3146-⑤

＝代理店＝

- (株) 入江製作所
東京都中央区日本橋本町4の7
電 日(241) 代表5 2 8 1
- 崎 村 商 店
東京都千代田区神田五軒町42
電 下(831) 9 9 5 3, 4 3 4 6
- 吉沢精機工業株式会社
東京都文京区湯島新花町3 5
電 小(921) 1 0 4 2, 7 0 8 8
営 業 所 長 野 市 横 町 2 0
電 話 長 野 4 6 0 1
新潟市下大川前石油企業会館内
電 話 新潟(3) 0 6 0 3
- ユタカ電業株式会社
東京都港区芝新橋5の2 2
電 (501) 代 表 8 4 9 1-5
- 日本電化工業社
京都市下京区河原町通り四条下ル(日生ビル)
電 下(5) 2 5 8 7, 9 2 4 7
- 沢電気機械株式会社
大阪市西区土佐堀通り2の8
電 大(44) 3 7 1 5(代表)~9
- (株) 西山製作所
大阪市東区瓦町2の1 5
電 北(23) 5 7 5 5, 2 2 9, 4 4 8
- (有) 入江製作所
名古屋市中区大池町1の4 8
電 中(24) 1 6 2 1, 6 3 8 9
- 岩谷産業株式会社
大阪市東区本町3
電 船(26) 3 2 5 1~5, 8 2 5 1~5
営 業 所 東 京・名 古 屋

nippa

計測器のしにせ

nippaのマークが保証する

性能と品質

10%から12,000Mcまで

デジタルカウンタ

N-180

発振器の周波数・正弦波信号の周期・パルスの幅・パルスの間隔・2信号の周波数比・位相差・遅延時間の測定、電気的信号の計数加算、回転数・回転比・速度・時間・トルク・圧力・POWER・温度・流量の測定



規格

周波数範囲 10%~10.1Mc
 計数時間 0.001, 0.01, 0.1, 1, 10sec
 および手動
 周期測定 0%~10kc

表示桁数 8桁 安定度 5×10^{-6}

(型式検定合格
 W第1131号)

型名	品名	規格	型名	品名	規格
N-180-1	周波数変換器	10%~100Mc	N-170	デジタルカウンタ	6桁, 100kc
N-180-2	周波数変換器	100~220Mc	N-191	デジタルカウンタ	7桁, 1Mc
N-180-3	タイムインターバル	$1 \mu s \sim 10^7 sec$	N-191-1	周波数測定用付加器	100kc~30Mc
N-180-4	ビデオ増幅器	10%~10Mc 40dB	N-990	カウンタ用台車	

新製品

N-180-5 置換発振器

本器はN-180デジタルカウンタ連動して、周波数測定範囲を12,000Mcまで拡大するものです。

規格

測定周波数範囲 10Mc ~12,000Mc
 被測信号 CW, FM, AM, PM
 入力レベル 最大 20dBm, 最小 0dBm
 精度 CWの場合 約 1×10^{-6}

カタログ呈上



日本電波株式会社

東京都品川区東中延4-1402 TEL 782-1013・0055・0056・3742

測定器から…

ハイファイまで…

TEN
2SB41
JH3

TEN
2SA110
KBI

TEN
2SA30
KBI

テントランジスタは最新の技術と完全な品質管理により生産されていますから、いつまでも安心してご使用頂けます。

- テントランジスタは小型にできているから、ミニアチュアセットに適している。
- 高温高質テストにより特殊な用途にも使用可能
- あらゆる種類のトランジスタが揃っているので測定器、ハイファイセットをはじめ各種の電子機器に使用できる。

営業品目

トランジスタ	無線機器
ダイオード	自動車用ラジオ
受信管	テレビ・ラジオ
送信管	原子力機器
X線管	繊維機械
ブラウン管	その他



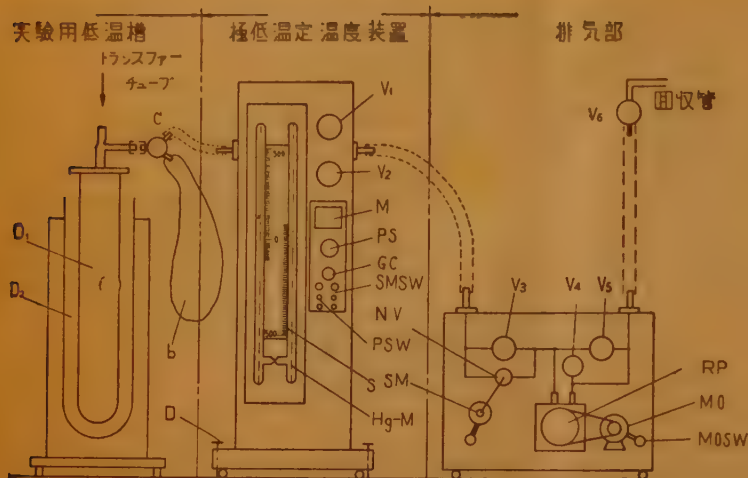
テン
トランジスタ

神戸工業株式会社

本社 神戸市兵庫区和田山通1の5 電 ⑤ 5081 (大代表)
東京支社 東京都港区芝田町5-9 (浜ゴムビル内) 電話東京(501)8431 (代表)~9
営業所 大阪・札幌・仙台・名古屋・広島・福岡

極低温定温度装置

CTR-101



記号 品名

D ₁	液体He用デュワー瓶
D ₂	液体N ₂ 用デュワー瓶
C	三万コック
B	気体He溜め用風船
b	極低温定温度装置固定4脚
Hg-M	H型水銀マンオメーター 圧力変動検知器
S	H型水銀マンオメーター スライドスケール板
V ₁	極低温定温度装置 ストップバルブ
V ₂	マンオメーター真空部 ストップバルブ
V ₃	排気系手動バルブ
V ₄	排気ガス放出バルブ
V ₅	回収管直結バルブ
V ₆	回収管手元バルブ
NV	ニードルバルブ
SM	サーボモーター
RP	ロータリーポンプ
MO	ロータリーポンプ駆動モーター
MO.SW	モーター-SW
PSW	極低温定温度装置電源SW
S.M.SW	サーボモーター-SW
O.O	増幅部ゲインコントロール
P.S	圧力設定用ヘリロット
M	ニードルバルブ開閉指示計

動作原理

「極低温槽」(高真空法槽)内に充填された冷却液体(液体ヘリウム、液体水素、液体窒素、液体酸素)の温度と液面上の気化ガス圧とが平衡状態になり、その一定の熱力学的関係が成立して、槽内のガス圧を所定の圧力に保持させることが出来れば、液体温度を定温に維持し得ます。

上記原理に基づき極低温槽内の気化ガスを微細なバルブにて排気し、その途中で流量調整バルブのコンダクタンスを変化させて、気化ガス量と排気ガス量の平衡点を求め、その圧力における定温度を作ります。

定 格

1. ガス圧調整範囲 20~1000mmHg
2. 対応する温度調整範囲

液体ヘリウム	2.0~4.5°K
液体水素	14.0~21.2°K
液体窒素	64.0~79.4°K
液体酸素	66.0~92.0°K
3. ガス圧の変動検知感度 1 mmHg
4. 対応する温度変動検知感度(ヘリウム)

液温 4.5°K にて	0.0012°K 以下の精度
3.5 "	0.0023°K "
2.5 "	0.0067 "
2.0 "	0.014 "
5. 真空ポンプの排気量 100ℓ/min
6. ガス排気量調整範囲 0~80ℓ/min
7. 所要電源 AC 100V 50, 60cps

株式会社 **ダン科学電子研究所**

東京都荒川区日暮里 9-1057 TEL (821) 5101(代)

ダン科学の超高真空用製品

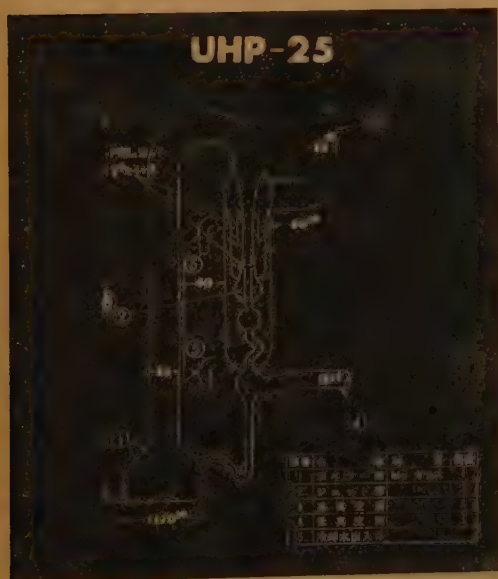
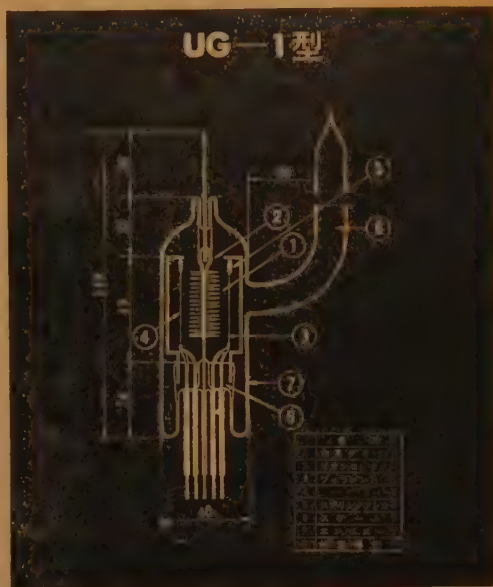
SERIES NO. 1

超高真空度測定用電離真空計管

超高真空度測定用として開発された Bayard-Alpert 型イオン・ゲージを少し小型にしたものであります。

製作時に於て、電極処理、バルブ処理等に充分な考慮がはられ、感度測定は副標準電離真空計管 (JIS・B・8318) にて校正されております。

- ◆ 測定範囲
 $10^{-6} \sim 10^{-11}$ mmHg
- ◆ 感 度 (S)
13~14
- ◆ ガラス モリブデンガラス ($\alpha=48 \times 10^{-7}$)



超高真空用水銀拡散ポンプ

特に超高真空用として、電気通信研究所にて設計された水銀拡散ポンプであります。超高真空用トラップと併用すれば 10^{-10} mmHg 以上の真空度を容易に得ることが出来ます。従って、ロータリーポンプ、水銀拡散ポンプ間に 2l/sec 程度のリザーバーを置くことにより、数日間ロータリーポンプを動作させずに実験出来る特徴をもっております。

- ◆ 排気速度 15l/sec
- ◆ 背 圧 1mmHg以下

◆ 超高真空用コールドトラップ ◆ 活性アルミナトラップ ◆ グリースレスコック ◆ ヒックマンポンプ

株式会社 **ダン科学電子研究所**

東京都荒川区日暮里町 9-1057 TEL (821) 5101 (代)

世界のニュースを 集める

〈遠く離れた南極からも〉

太平洋をゆく船舶からもニュースは、世界のすみずみから電波によって集められています。たったいま、アメリカで起きた事件もわずかの時間のうちに海をこえて世界に広がり、日本にも渡ってきます。

世界は近くなったと、よくいわれますが、通信にかけては、まさしくそのとおりなのです。



南極←→東京を結んでいる通信機

〈通信の心臓は水晶発振器〉

エレクトロニクスの発展がめざましいからには、ほかなりませんが、通信では、心臓である水晶発振器の役割が非常に大きいのです。

〈明電水晶発振器〉は今日も各地の通信設備で活躍していますが、常に最高級品と折紙つけられ、いままでにいくつもの偉業をなしてあげています。マナスル登山隊の使った通信機にも、ローマオリンピックのニュースを東京へ送ったのも、南極←→東京を結んでいるのもみんな〈明電水晶発振器〉が使われています。



株式
会社

明電舎

ローマオリンピックに
使用された高安定水晶
発振器 (1Mc)

電線と ケーブル 日本電線



本社 東京都中央区西八丁堀2の1の1 電話(551) 6471 (代)
営業所 大阪・名古屋・福岡・仙台・札幌
工場 東京・川崎・熊谷



ラジオ放送用アンテナ
台碼子取換工事の状況

最高の
技術を誇る



アンテナのアンテナ

各種高性能通信用アンテナ
レーダー用アンテナ
放送用アンテナ
サテライト局各種アンテナ
方向性結合器・分波器
テレビジョン受像用アンテナ
特殊アンテナ・アンテナ附属品
アンテナ柱・鉄塔・製作工事
テレビ据付・共聴工事及サービス



アンテナの
総合メーカー

安展工業株式會社

本社・工場 川崎市中原区中丸の内1202番地 電話 中原(0447-2)代表 6183
東京営業所 東京都千代田区神田一ツ橋2-9 電話 九段(331)代表 0566
大阪営業所 大阪府北区曽根崎上1-5-0 電話大阪(34)6971-3,(86)7684

現代エレクトロニクス選書

61冊 続々刊行中

最新の技術を網羅した
学生・技術者の好伴侶

本シリーズはさきに完結した「電子・通信工学講座」の全巻を主力として、これを各項目毎に分冊したものです。

①電子・通信と数学②双対と類推③回路解析の基礎④回路の応答⑤回路網の構成⑥近似と構成⑦能動回路の基礎と応用⑧伝送の理論⑨分布定数回路網の構成⑩可変定数回路論⑪トラフィック理論入門⑫電子物性論入門⑬半導体工学⑭人工結晶と応用⑮誘電体と応用⑯磁性体⑰光電変換装置⑱金属間化合物とその応用⑲トランジスタの回路・トランジスタ回路部品⑳パルス通信㉑ビデオテープレコーダ②情報伝送③移動無線通信④極超短波見透し外通信⑤F M通信⑥マイクロ波回路入門⑦マイクロ波中継⑧ミリ波の伝送⑨ミリ波の電子管⑩マイクロ波とミリ波の固体電子装置⑪非可逆マイクロ波回路⑫ミリ波の測定・物性とマイクロ波⑬マイク

ロ波を利用した航空用航法装置⑭デジタル回路の数学⑮デジタルの回路素子と基礎回路⑯オートマトン入門⑰電子計算機入門⑱記憶装置⑲デジタルテープ録音⑳デジタル表示・デジタル変換と記録㉑電子計算機・電子計算機と通信機による経営のオートメーション化㉒電話交換機とその理論㉓電子交換④予約機械㉕工作機械の数値制御㉖無線通信測定㉗無線遠隔測定㉘アナログ計算機の応用㉙シミュレータ㉚電子管式交流計算盤㉛情報の検出とアナログ変換㉜プロセス制御㉝放射線の計測㉞メカニカルフィルタ㉟超音波の新技术㊱機構部品㊲新しい絶縁物とその応用㊳プリント配線㊴オーディオ回路の基礎㊵立体音響㊶電子写真技術

[各冊] A 5判・150～600円

東京神田局駿河台3
振替 東京 57035 番

共立出版株式会社

TOKYO ATOMIC

PC-IV

α 線格子付電離箱



本装置は放射性物質の α 線壊変数の定量とエネルギー分布を行うもので放射化学、環境衛生、医学等の分野での御使用が最適であります。本測定を行うには当社規格 γ 線スペクトロメータの計数部の御使用をおすすめします。



東京原子工業株式会社

東京都品川区五反田1の429 TEL (441) 1176 代表



総代理店

安宅産業株式会社機械第一部原子力課

本社 大阪市東区今橋5の14 TEL (23) 8461
東京支店 東京都千代田区大手町1の4 TEL (201) 6411
名古屋支店 名古屋市中区圓井町2の1 TEL (23) 2161

光と電気を結ぶ **HTV** の

光電子増倍管

6199



光電管

PV31A

PV16



カタログ進呈 (乞誌名記入)

浜松テレビ株式会社

本社・工場 浜松市海老塚町45番地 TEL 浜松 (2) 3688・7716
東京事務所 東京都港区芝高輪西台町1番地 (日興三田ビル)
TEL. (442) 6101 ~ 9 (代表) 6586 (直)

アルミニウム表面処理専門

○(特許)アルミニウム超硬質処理 (耐絶縁性, 耐腐蝕性, 耐磨耗性) 等に最適

○アルミライト法に依る装飾及び防錆処理一式 (白色, 金色, 銀色, 黒色, 原色, パール, その他各種色彩メッキ及び梨地仕上
塗装下地用アルミライト処理
特殊導通処理)

○鍍金処理 (アルミニウム及びアルミ合金に各種電気メッキ)

電化皮膜工業

東京都大田区今泉町 259 番地 TEL (731) 3169
(738) 0825

新しい時代を創る
/ 性能



フクダ心電計
無線搬送心電計
ベクトルスコープ
医用電子装置
工業用計測器



フクダの医用電子 製品

- トランジスター 心電計
- トランジスター 心音計

● カタログは広報課まで御請求下さい。

フクダ医療電機株式会社

東京都台東区池ノ端七軒町7 (821)4096、6576 7、6868(夜)

■出張所

札幌市 北十四条西4丁目 3 1867
仙台市 北四番丁9-4 2 4291
金沢市 中石引町5-8 2 5950
広島市 宝町4-3-2 3 2904
岡山市 大供養町2ノ253 3 5466
福岡市 大濠前町1ノ1116 65 2144

■出張所

廣本市 麗町23 2 2759
恵里島市 山下町4-7 2 4817
新潟市 白山通1ノ401 2 7828
水戸市 鉄砲町1136 2381
宇都島市 本町4 1469
前橋市 岩神町221ノ12 6563

■フクダ医療電機販売株式会社

大阪市 西区駄町通4ノ11岡崎ビル 44 2102
京都市 上京区会出川通寺町西入ル 29 4472
徳島市 幸町3-5-3 2 8644
横浜市 西区杉山町2 葛田ビル 44 6875 6847
静岡市 桑町4-2 2 2297
名古屋市 中区振徳町1ノ32 76 9089



Marcon

日本一の量産を誇る...

月世界はパーツが征服します 御家庭
の中のエレクトロニクスから育ちます
そのパーツ.....

マルコン=コンデンサ

東京電器株式会社

東京・中央区日本橋本町4〜9 (201)9494 (代)

大阪・北区箱筧町50堂島ビル (34) 8720

山形・長井市 宮1560 (長井) 2131(代)

販売代理店

東京無線器材株式会社
株式会社 十一電気商会

東京・千代田区神田松住町4 (251)3667・1793 (291)6152

大阪・南区高津町3〜38 (75) 4107・6098

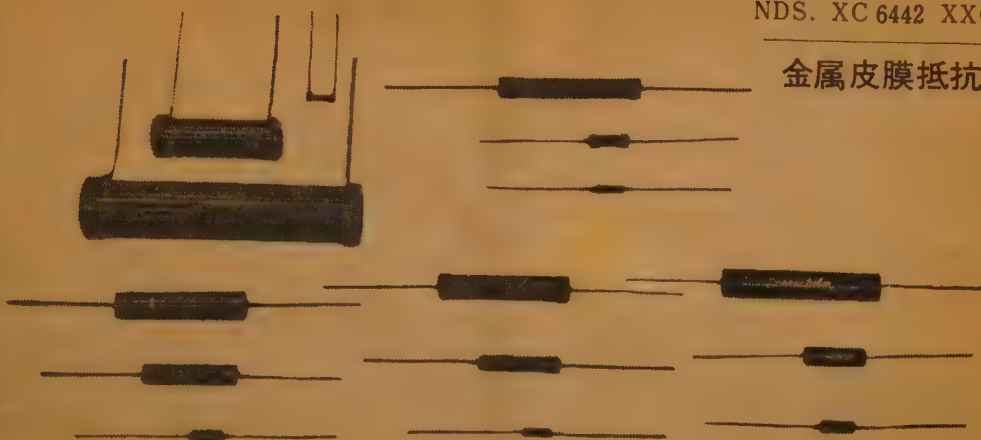
Correctohm

炭素皮膜抵抗器

Ⓔ No. 7109

NDS. XC 6442 XXC 6441

金属皮膜抵抗器



音量調整器・測定用・高周波・低周波・可変減衰器

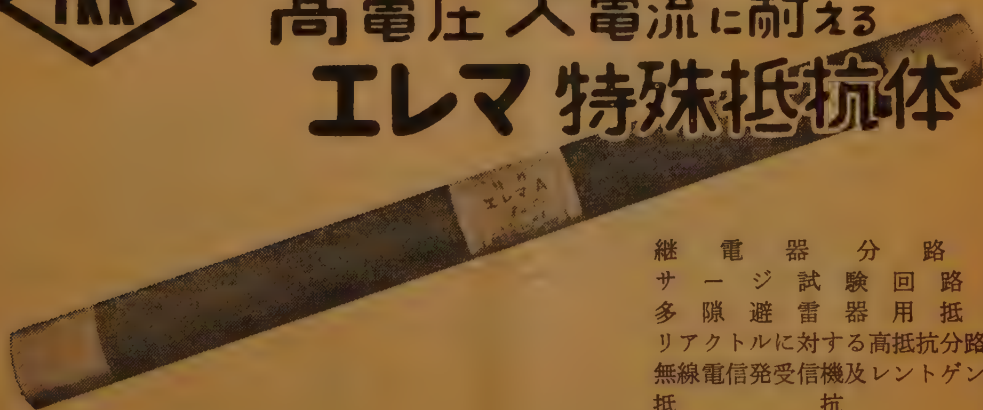


東京光音電波株式会社

本社工場 東京都世田谷区上馬町3-1043 TEL (414) 代表 103
 渋谷工場 東京都渋谷区宇田川町53 TEL (461) 1018, 1573, 9635.



高電圧大電流に耐える エレマ 特殊抵抗体



継電器分路用
 サージ試験回路用
 多隙避雷器用抵抗
 リアクトルに対する高抵抗分路用
 無線電信発受信機及レントゲン機
 抵抗

東海高熱工業株式会社

本社 東京都千代田区神田旭町2大蓄ビル 電話 (251) 5131 (代)
 営業所 大阪・名古屋・福岡・富山・広島・仙台
 工場 名古屋・京都

スプリの ポテンショメータ



- “ヘリオスタート”ヘリコイド多回転型 (HP)
- サーボ型..... (CP)
- サイン・コサイン型..... (SP)
- 直線偏位型..... (LP)
- 圧力変換型..... (PP)
- 函数発生装置各種



株式
会社

緑測器研究所

本社 東京都杉並区下高井戸4の927 電話 東京 (321) 7941・(328) 1269
調布工場 東京都調布市国領町524 電話 調布 (04229) 5167 (代表)

関西地方
代理店 明立技研株式会社

大阪市西区阿波瀬通1の26 三晃ビル
電話 大阪 (54) 1071・2461



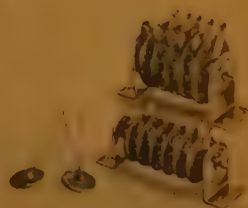
火花消去に

シスター

最も安定度の高い

石塚電子の半導体製品

火花消化・異常電圧保護・
定電圧用・その他

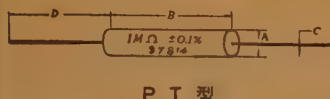


石塚電子株式会社

東京都江戸川区小岩町2-2916 電話 (657) 1633 (代)



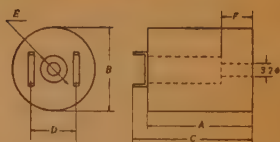
精密捲線抵抗器



P T 型



P W 型



P B 型

型		名	P T	PT-1	PT-3	PTS	PTL
寸 法 mm		A	13	20	8	8	8
		B	38	38	30	70	100
		C	1	1	1	1	1
		D	50	50	30	50	50
抵 抗 值 範 圍	Rmax	RN	1 MΩ	2 MΩ	150 KΩ	800 KΩ	1 MΩ
		RA	150 KΩ	400 KΩ	25 KΩ	150 KΩ	200 KΩ
	Rmin Ω	.05 %	25 Ω	25 Ω	50 Ω	50 Ω	25 Ω
		1 %	10 Ω	10 Ω	20 Ω	20 Ω	10 Ω
		.25 %	5 Ω	5 Ω	10 Ω	10 Ω	5 Ω
		5 %	1 Ω	1 Ω	2 Ω	2 Ω	1 Ω
		1 %	0.1 Ω	0.1 Ω	0.1 Ω	0.1 Ω	0.1 Ω
		0.1 %	0.01 Ω	0.01 Ω	0.01 Ω	0.01 Ω	0.01 Ω
定 格 電 力 W		W40	1	2	0.5	1	1.5
	W20	0.5	1	0.3	0.5	0.75	
最 大 加 電 壓 V		F	1000	1500	270	900	1200
仕 切		數	4	4	2	8	12

型		名	P W	PW-1	PW-2	PW-3	P B	PB-1
寸法	mm	A	32.5	57.5	32.5	57.5	28	12
		B	20	20	25	25	22	17
		C	27.5	52.5	27.5	52.5	32	14.5
		D	17	17	17	17	12	9
		E	7	7	4.5	4.5	7	5.5
		F	4	4	4	4	8.5	5
抵抗 値 範 圍	Rmax	R _N	1 MΩ	2 MΩ	5 MΩ	1 MΩ	250 KΩ	
		R _A	200 KΩ	400 KΩ	400 KΩ	1 MΩ	200 KΩ	50 KΩ
	Rmin	0.05 %	25	25	25	25	25	50
		0.1 %	10	10	10	10	10	20
		0.25 %	5	5	5	5	5	10
		0.5 %	1	1	1	1	1	2
		1 %	0.1	0.1	0.1	0.1	1	1
		W40	1	3	1.5	5	1	0.5
定格電力W	W20	0.5	1.5	0.8	2.5	0.5	0.3	
	E	1000	2000	1200	2000	1000	270	
仕切		数	4	4	4	4	0	0

Rmax 最大抵抗値, Rmin 最小抵抗値, RN 抵抗温度係数 $+1.3 \times 10^{-4} / ^\circ\text{C}$ (0.1%以下 $2 \times 10^{-4} / ^\circ\text{C}$), RA $\pm 0.2 \times 10^{-4} / ^\circ\text{C}$, W40 温度上昇 40°C , W20 温度上昇 20°C

●ステアタイトボピンはS Tと型名に記入下さい
カタログ贈呈

真下製作所

渋谷区恵比寿西1丁目18 電話 (461) 0712, 8037

Pontos
NIPPON DENKIKIZAI CO., LTD.

トランジスタ

静特性試験装置

日本電気機材株式会社

本社・工場 京都市中京区西ノ京上合町1・7
電話 (84) 4396-8(82) 0395-6
東京サービス 東京都千代田区神田司町2-15
ステーション 電話 (231) 2 7 3 6



本器は、トランジスタの挿入によって、直ちに定電流電圧特性の測定を自動的に開始し、一定間隔を置いて逐次各電極間に自動的に切替えて測定を行い、トランジスタを抜くとすぐに別のトランジスタを挿入できる状態に復帰します。

ご希望の方はカタログご請求下さい

ひずみ・応力の測定は勿論ですが……

殆ど全ての物理量を測定でき、自動制御にも応用できる便利な計測器です。

ひずみ計の用途は……

荷重の計測・記録・制御に

クレーンスケール、ホッパースケール等

の計量機、コンベア流量計、圧延力計等

圧力の計測・記録・制御に

各種の圧力計、差圧流量計、液面計等

実験研究用として各種の測定に

材料及構造物の試験、トルク、偏位、加

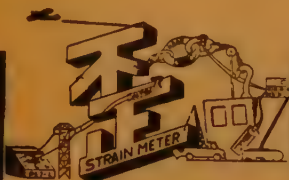
速度、振動等の測定に益々効用が認めら

れ、合理化の促進に役立っております。



AS6-K型 多点歪自動記録計

- X-Yレコード応用の高性能
- 1測定点当り30プロット・100点までの打点記録
- 1測定点毎にまとめた記録が得られる
- 1プロット4秒の高速度
- 自動的に測定を繰返すサイクリング動作



抵抗線歪計

(誌名御記入の上カタログ御請求下さい。)

新興通信工業株式会社

本社・工場 神奈川県逗子市桜山 760 電話(逗子)3511(代表)
 東京営業所 東京都台東区御徒町1-8 電話(831)4324-9077-9304
 大阪営業所 大阪市東区本町5-7 電話(26)0819-9225
 名古屋営業所 名古屋市中区本広町1-6 電話(20)3944・(23)2054
 福岡営業所 福岡市下東町1 電話(2)4179

NICUM

電気機器

真空

(ワニヌ)

の絶縁を完全にする 乾燥・含浸装置 ・コンパウンド含浸装置)

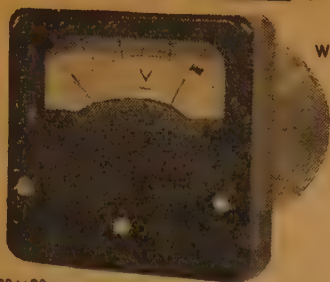
主なる
納入先

愛知電機 中国電力・安川電機
 沖電機・三菱電機・北辰電機 住友機械
 東洋レーヨン・オリヂン電機 三洋電機

日空工業株式会社

本社 大阪市西区江戸堀南通3の18 電話土佐堀(44)181.9512~4
 東京出張所 東京都台東区二長町1(東神ビル) 電話下谷(81)2101(代表)

小型メーターリレー



WR-65N型

60×60×80



WO-3 型

40×50

原理 メーターリレーは可動コイル型の計器リレーで直流の電圧電流で動作させる外整流器と組合せ交流で熱電対と組合せ高周波で光電池と組合せ光で動作できます。

◎大型無接点メーターリレーも製造しております。

用途 真空管回路の保護、電源電圧の自動調節、温度、回転数、過負荷、周波数制御の外火災警報、機器絶縁異常警報、その他広く使用できます。

(カタログ呈)



渡辺電機工業株式会社

東京都渋谷区神宮通二ノ三六番地

電話 青山 (401) 2281・6141~4

デジタル計測の小野測器
= 小型・軽量・すぐれた性能 =

- 分解能 1.2 MC / s
- 電源 D. C. 12V (7 W)
- 2 年間無償保証

特長 ● 長時間の連続使用でも極めて安定

- 電源は交直両用のため交流電源のない車上、僻地でも使用可能
- 小型・軽量のため携帯に便利

性能 ● 測定範囲 (周波数) D.C. ~ 1.2 MC/s
(回転数) 0 ~ 600,000 rpm

- 回路方式 全トランジスタ10進法, 5桁
- 測定時間 10μs, 100μs, 1ms, 10ms, 100ms, 1s, 10s
- 電源 D.C. 12V 及び A.C. 100V (50~60%)
- 寸法・重量 230×215×310mm 6.5 kg



Q-171 型トランジスタ式自動計数器

電子管式及びトランジスタ式計数器及各種ピックアップ、回転計その他応用装置



株式
会社

小野測器製作所

東京都大田区下丸子257 Tel.

(738) 1900
(731) 9937
(731) 8866

産業用エレクトロニクス

形TL 無接点近接スイッチ

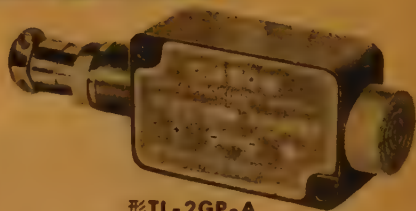
新商品

スイッチ技術の革新!

ながいあいの
夢が実現しました

特 長

- スナップ・アクションの回路方式になっていますから スイッチとして理想的です
- 摩擦部分がないので 摩耗の心配はない
- 防滴形ですから 油や水の心配がいらす半永久的です
- 検出部分に吸引力を生ぜず 鉄粉が付着しない
- 導体がどの方向から近接してもよく しかも小形のため取り付けが簡単です



形TL-2GP-A



形TL-2GN-A32



立石電機

继电器・自動制御

立石電機販売株式会社

大阪市北区堂島浜通新大ビル9階 (36) 8571-8
 東京都大手町産経ビル別館4階 (231) 5864-7
 名古屋駅前トヨタ・ビル9階 (55)5437・(56)2421
 日 立・川 崎・三 島・京 都・神 戸・広 島・福 岡

カタログ
送付

地方取引特ニ歓迎
 在庫豊富・即納

計測器・

電話機・交換機・諸部分品

架線用・諸材料

ケーブル電線・工事用諸材料

株式会社

山西

本 社

大阪市浪速区恵美須町2丁目27番地

電話 大阪 (64) 5番・6番・7番・18番・19番

出張所

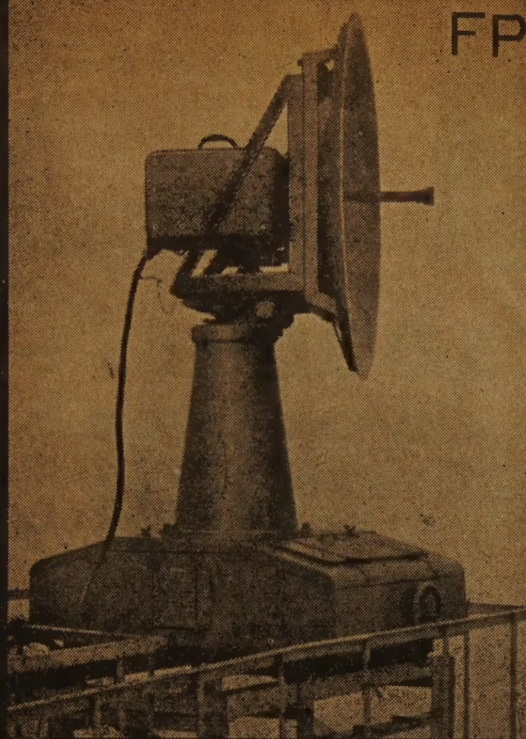
東 京 ・ 広 島

早く・安く・よい品を!

振替口座 大阪五番

FPUパラボラ遠隔制御装置

TP18-1型NHK納入
東京タワー鉄塔150m上に
取付けられた回転パラボラ
四装置の中一台を示す



用途

本装置はTV放送局において、TV映像の移動、中継局よりの受信に使用するパラボラ空中線装置で一組又は四組のパラボラ装置を鉄塔上に設備し遠隔制御により任意の移動中継局よりの映像受信を全方向カバーすることができる。

規格

- (1) 使用周波数 6875Mc~7125Mc
- (2) 利得 35db
- (3) VSWR 1.1以下
- (4) 開口径 4呎(開口径6呎にも使用出来る)

重量

パラボラ、回転装置を含み1組の重量は約450kgである。

株式会社 加藤電気工業所

東京都北区東十条2-6
電話 王子(911) 3672・0093・(919)2230

ゲルマニウム 加工機 シリコン 加工機

◎スライシングマシン

Type 8—SCTH

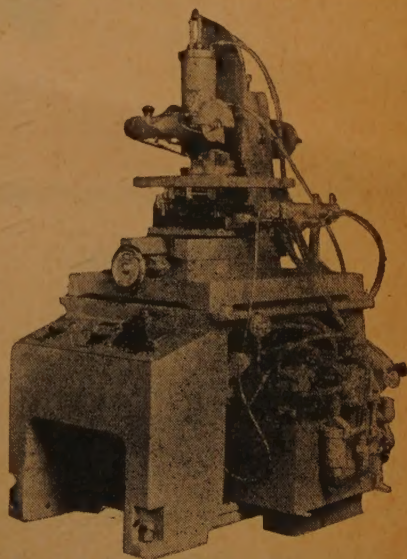
- ☆手動式・油圧
- ☆半自動式・油圧操作
- ☆自動式・油圧操作ラジェット方式
使用ブレード 径 75 mm t0.4,
100 mm t0.4, 125 mm t0.4

◎ラッピングマシン

ラップマスタータイプ

仕様 タイマー・自動攪拌装置・電磁バルブ付

ラップ盤 径12吋ミハナイト鋳鉄使用



(スライシングマシン)

三池理化工業株式会社

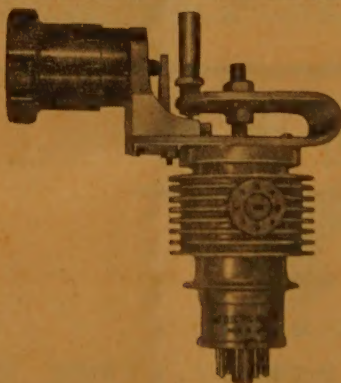
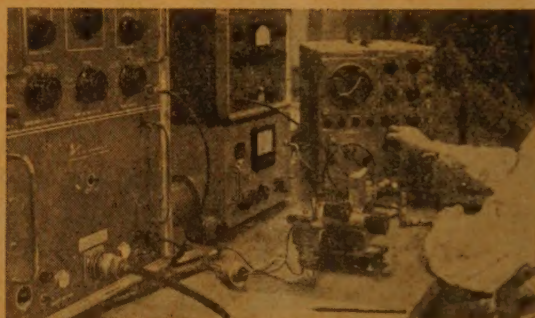
東京都新宿区番衆町12

TEL (351) 5207

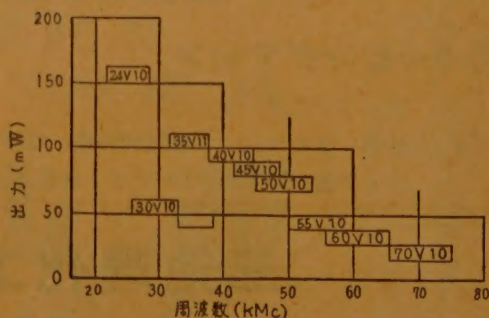


創業80周年

20,000Mc → 75,000Mc まで
耗波管シリーズ完成!!



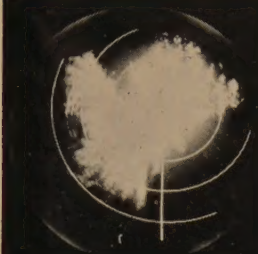
テレコミュニケーションとエレクトロニクス
 のトップメーカー沖電気では 耗波
 管シリーズの完成を急いでいましたが
 右の図表に示すように 10種のクライス
 トロンにより 20,000 Mc ~ 75,000 Mc ま
 で切れ目なく発振することに成功しまし
 た。



沖電気工業株式会社

東京都港区芝罘平町10 TEL 東京 (501) 3111 代表

岩崎の 電子測定器



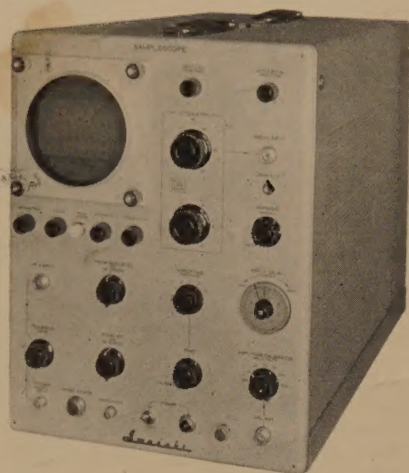
シンクロスコープは
エレクトロニクスの
目です

新製品

サンプリング方式による広帯域

1000MC

サンプロスコープ
SAS-1001



従来のシンクロスコープとは異り、サンプリング方式を採用し1000MCまでの波形が観測できるオッシロスコープで、岩崎の優れた技術の結晶です。

性能 垂直感度 10mV/cm
周波数帯域 DC~1000MC
掃引速度 0.1μsec/cm~10mμsec/cm

新製品

X-Y-シンクロスコープ

波形の移相及びカーブトレースに使用するのを目的としたシンクロスコープでX軸とY軸とのプラグインユニットの増幅器は同一特性をもったものを使用しておりますので広範囲の用途に使えます。又タイムベースユニットをY軸に使用した場合ブラウン管面上下の掃引も可能になります

性能 (X・Y共SP-30-A使用時)

感度 (X Y 共) 50mV/div
周波数帯域 DC~12μ%
(X Y どちらかタイムベースユニット使用時)
掃引速度 0.04μsec/div~
5 sec/div



岩崎通信機株式会社

東京営業所 東京都中央区日本橋通り1の6 電話 (271) 0461 (代表)
(浅野ビル) 0471 (代表)

大阪営業所 大阪市東区淡路町5の2 電話 (23) 1616 (代表)
(長谷川ビル) (27) 7764

本社及工場 東京都杉並区久我山2丁目710番地 電話 (391) 2231 (代表)
(398) 2231 (代表)

出張所 札幌・仙台・金沢・名古屋・広島・福岡・熊本
(お問合せは営業所又は出張所へお願いします)



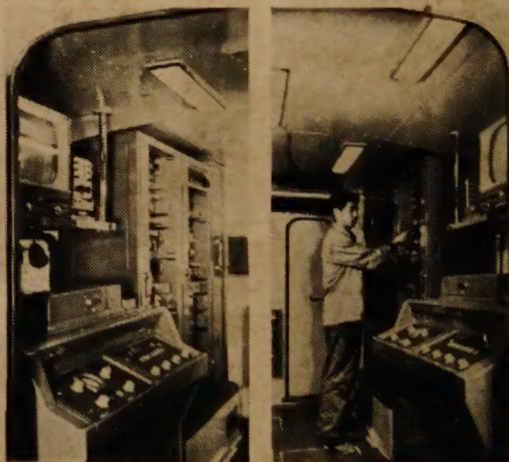
Shibaden

国産はつのテレビジョン録画用自動車完成！

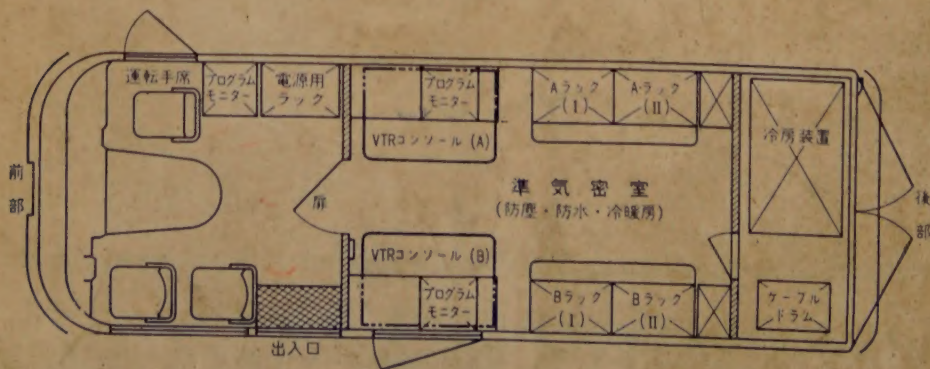
わが国はつのテレビジョン録画用自動車（VTRカー）を完成しました。これは芝電製車載用ビデオ・テープレコーダ装置2組を搭載したもので従来は中継場所より放送局までマイクロ波で中継を行った上、ビデオテープに録画していたものがVTRカーによれば中継場所へ移動してただちに録画を行うことができます。内部の機器の配置は下図に示したとおりで、移動用として振動が電気的および機械的に影響を与えないよう特に注意されており、録画室は防塵・防水・冷暖房を行うために準気密室となっています。電源ケーブル50m、カメラ・ケーブル100mも搭載し、録画室は連続10時間以上冷房をつづけることができます。

搭載機器

VTRコンソール	2台	カラー変調器	2台
テスト信号発生器	1台	カラー復調器	2台
映像分配増幅器	1台	カラープロセッサ	2台
キャブスタンサーボ	2台	1A安定電源	6台
ドラム・サーボ	2台	プログラムモニタ	3台
フィラメント整流器	2台	携帯用オシロスコープ	2台
モータ駆動増幅器	4台	音声モニタ	2台
スイッチャー	2台		



テレビジョン録画用自動車の内部



芝電気株式会社

本社・営業部 東京都千代田区内幸町2丁目20(日比谷会館ビル6階) (591) 4241~8
 営業所 名古屋(24) 5141 (代表)・大阪(36) 1171 (代表)・福岡(3) 2622